

分类号: TM921

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2210330116



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题目 基于 DSP 的固态脉冲调制
器控制系统研究与实现

论 文 作 者 杨威

校 内 导 师 张春（教授）

校 外 导 师 余锐（工程师）

专业学位类别 电子信息（085400）

研究方向（领域） 控制工程与自动化技术

论文提交日期: 2024 年 5 月 31 日

分类号：TM921

单位代码：10363

密 级：公开

学 号：2210330116

题 目 基于 DSP 的固态脉冲调制器控制系统研究与实现

题 目 RESEARCH AND IMPLEMENTATION OF
DSP-BASED SOLID STATE-PULSE MODU-
LATOR CONTROL SYSTEM

学 生 姓 名： 杨威

校 内 教 师： 张春

校 外 教 师： 余锐

专 业： 电子信息（085400）

研 究 方 向： 控制工程与自动化技术

论文答辩日期： 2024 年 05 月 24 日

安徽工程大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：我恪守学术道德，崇尚严谨学风。所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已明确注明和引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本人亲自撰写，我对所写的内容负责，并完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

学位论文作者签名： 斌

日期：2024年5月28日

安徽工程大学学位论文版权使用授权书

学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅或借阅。本人授权安徽工程大学可以将本学位论文的全部内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密 ☐，在 ___ 年解密后适用本版权书。

本学位论文属于

不保密 ☒。

学位论文作者签名： 

指导教师签名： 

日期： 2024 年 5 月 28 日

日期： 2024 年 5 月 28 日

基于 DSP 的固态脉冲调制器控制系统研究与实现

摘 要

脉冲调制器作为脉冲功率技术领域一种常用的脉冲电源，其应用已涵盖军事、民用、工业、医疗、科研等众多领域，如军事上应用有核爆炸模拟、高功率激光武器、电磁脉冲等；民用上医用直线加速器、工业辐照、静电除尘等。并且随着研究的不断深入，应用范围越来越广，产生的商业价值也越来越大，具有很好的应用前景。随着应用范围的不断扩大，市场需求也在不断提升，如物理试验的高精度需求、激光武器的高功率、辐照剂量的精确控制等。

传统线性脉冲调制器使用电子管作为调制开关、仿真线作为调制变换部分以及 LC 谐振变换器作为充电电路，存在输出波形较差、抗负载适配能力差、损耗大、体积大等缺点，已很难满足目前市场需求。全固态脉冲调制器的出现可有效地解决这些弊端。随着半导体技术及微控制器技术的不断发展，高效率、大功率、高精度以及长寿命的全固态脉冲调制器成为了未来的主要研究方向。此外，传统脉冲调制器控制系统多数使用 PLC 作为控制器，但由于 PLC 自身硬件资源的不足，无法实现更高速的数据处理和更多的接口使用，并且 PLC 本身体积较大，不利于小型化，调制器种类较多，PLC 也很难实现通用性，因此难以满足目前市场对脉冲调制器控制系统智能化、模块化、小型化的要求。

针对这些问题，本文设计了一种以 DSP 作为控制系统核心的

8kW 固态脉冲调制器系统，主要研究内容如下：

（1）根据市场所需要固态脉冲调制器系统的技术参数和负载的工作特征，设计了固态脉冲调制器系统的总体技术方案，并给出了主要子系统的设计方案。

（2）针对充电电源中 LC 谐振变换器变频控制在宽输入电压下效率低、增益范围窄的问题，设计了一种基于模糊 PI 混合控制的全桥 LLC 谐振变换器控制策略。基于对全桥 LLC 谐振变换器增益曲线的分析，选择谐振频率点作为切换点，采用传统的变频-移相混合控制方式，以适用于宽输入电压工作环境，并在传统混合控制基础上，使用模糊控制，减少复杂的建模过程，提高系统动态响应和自适应能力。

（3）对调制器系统的硬件和软件进行设计，主要包括以国产 DSP 为主控芯片的核心板以及驱动板、充电电源、放电回路的硬件电路设计和程序设计。使用 Modbus RTU 通讯协议，C#语言编写窗口上位机界面，实现与 DSP 的通讯。

（4）完成了控制器的测试、整机前的测试工作、功能样机的实际测试。最后通过对实验结果的分析，表明本系统的技术方案可行。

关键词：固态脉冲调制器，全桥 LLC 谐振变换器，模糊 PI 混合控制，DSP，上位机

RESEARCH AND IMPLEMENTATION OF DSP-BASED SOLID-STATE PULSE MODULATOR CONTROL SYSTEM

ABSTRACT

Pulse modulators, as a commonly used pulse power technology in the field, have applications covering many areas such as military, civilian, industrial, medical, and scientific research. In military applications, they are used for nuclear explosion simulation, high-power laser weapons, electromagnetic pulses; in civilian applications for medical linear accelerators, industrial irradiation, electrostatic dust removal. With continuous research and development leading to an increasingly wide range of applications and growing commercial value generated from these technologies it has very good prospects for application. As the scope of application continues to expand market demand is also increasing with requirements for high precision in physical experiments and control over high power laser weapons and precise dosages of radiation.

Traditional linear pulse modulators, employing electron tubes as modulation switches, simulation lines for modulation transformation, and LC resonant converters for charging circuits, suffer from poor output waveforms, inadequate load adaptability, high losses, and large volumes, making it increasingly challenging to meet current market demands. The

emergence of all-solid-state pulse modulators effectively addresses these drawbacks. With the continuous development of semiconductor and microcontroller technologies, high efficiency, high power, high precision, and long lifespan all-solid-state pulse modulators have become the primary research direction. Furthermore, traditional pulse modulator control systems mainly utilize PLCs (Programmable Logic Controllers). However, due to the insufficient hardware resources of PLCs, they cannot achieve higher-speed data processing and accommodate more interfaces. Moreover, PLCs are bulky and lack versatility, making it difficult to fulfill the current market requirements for intelligent, modular, and miniaturized pulse modulator control systems.

This paper proposes a DSP-based 8kW all-solid-state pulse modulator system to address these issues. The main research contents include:

(1) Designing the overall technical scheme of the all solid state pulse modulator system and providing design schemes for main subsystems based on the technical parameters required by the market and the working characteristics of the load.

(2) Developing a control strategy for the full-bridge LLC resonant converter based on fuzzy PI hybrid control to address issues such as low efficiency and narrow gain range under wide input voltage conditions in the charging power supply. By analyzing the gain curve of the full-bridge LLC resonant converter, the resonant frequency point is selected as the

switching point, adopting a traditional frequency-shift hybrid control method suitable for wide input voltage operating environments. Additionally, fuzzy control is employed on top of traditional hybrid control to reduce complex modeling processes and improve system dynamic response and adaptive capability.

(3) Designing the hardware and software of the modulator system, including hardware circuit design and program design for the core board using domestically produced DSP as the main control chip, as well as driver boards, charging power supplies, and discharge circuits. Modbus RTU communication protocol is utilized, and a window-based upper computer interface is developed using C# language to realize communication with DSP.

(4) Completing controller testing, pre-assembly testing, and practical testing of functional prototypes, obtaining critical experimental data and operation waveforms. Finally, through analysis of experimental results, the feasibility of the proposed system's technical scheme is demonstrated.

KEY WORDS: Solid-state pulse adjustment, Full bridge LLC resonant converter, Blurred PI hybrid control, DSP, Upper machine

目录

第 1 章 绪论.....	1
1.1 研究背景和意义	1
1.2 脉冲调制器的国内外研究现状	2
1.3 LLC 谐振变换器研究现状.....	3
1.4 论文的组织结构	6
第 2 章 固态脉冲调制器系统设计	8
2.1 调制器技术指标	8
2.2 脉冲调制器的组成和选型	8
2.2.1 直接开关型	9
2.2.2 Marx 发生器	9
2.2.3 混合型	10
2.2.4 脉冲变压器耦合型	10
2.3 总体方案设计	11
2.3.1 充电电源部分	11
2.3.2 脉冲调制部分	18
2.3.3 系统辅助部分	19
2.4 本章小结	20
第 3 章 全桥谐振变换器控制策略.....	21
3.1 LC 串联谐振变换器调频控制策略	21
3.1.1 工作模式及控制策略	21
3.1.2 仿真模型	22
3.1.3 仿真结果分析	22
3.2 LLC 谐振变换器模糊 PI 混合控制策略	24
3.2.1 调频控制策略	24
3.2.2 移相控制策略	26
3.2.3 模糊 PI 混合控制	29
3.3 本章小结	34

第 4 章 控制器硬件电路设计	35
4.1 DSP 简介	35
4.2 DSP 控制系统的基本构成	35
4.3 DSP 核心板设计	36
4.3.1 供电复位电路	36
4.3.2 JTAG 电路	37
4.3.3 存储电路	37
4.3.4 晶振电路	38
4.3.5 通讯地址电路	39
4.3.6 ADC 采样电路	39
4.3.7 时钟电路	40
4.3.8 对外接口电路	40
4.4 驱动板设计	40
4.4.1 供电电路	40
4.4.2 通讯电路	41
4.4.3 模拟采样电路	42
4.4.4 PWM 驱动电路	43
4.4.5 数字信号输入电路	44
4.4.6 数字信号输出电路	44
4.4.7 掉电检测电路	45
4.4.8 分频电路	45
4.4.9 数模转换电路	46
4.4.10 DSP 控制板及驱动板 PCB 设计	47
4.5 本章小结	48
第 5 章 控制系统软件设计	49
5.1 系统软件功能	49
5.2 通讯设计	50
5.2.1 Modbus 通讯协议	50
5.2.2 上位机通讯	50

5.2.3 DSP SCI 串口通讯	52
5.3 控制器软件设计	54
5.3.1 电源软启动软件设计	55
5.3.2 充电电源的软件设计	56
5.3.3 磁灯丝预热和退灯丝软件设计	56
5.3.4 高压放电软件设计	58
5.4 本章小结	58
第 6 章 系统功能测试	59
6.1 DSP 控制器测试	59
6.1.1 供电模块测试	59
6.1.2 EPWM 和 ECAP 模块测试	59
6.1.3 ADC 模块测试	60
6.2 整机实验平台搭建	61
6.3 耐压测试	62
6.4 充电电源测试	62
6.4.1 充电电源分机	62
6.4.2 充电测试	63
6.5 高压放电测试	64
6.5.1 固态开关分机	64
6.5.2 放电测试	64
6.6 本章小结	65
第 7 章 总结与展望	66
7.1 总结	66
7.2 展望	66
参考文献	68
攻读硕士学位期间的研究成果	71
致谢	72

第 1 章 绪论

1.1 研究背景和意义

脉冲功率技术产生于 20 世纪 30 年代，并伴随着电子直线加速器的发展而发展^[1]，在 60 年代逐渐形成一门独立学科。脉冲功率技术指的是一种需要在相对较长的时间段（ $\mu\text{s}-\text{min}$ ）内积累电荷并在短时间段（ $\text{ps}-\mu\text{s}$ ）内释放电荷的技术，从而为负载输出提供巨大的功率，而实现这种过程的装置叫脉冲调制器。

经过几十年的发展，脉冲功率技术取得了长足进步，广泛应用于生物医学、工业、环境治理等不同的领域中^[2]。在工业领域有脉冲电晕等离子净化废气、高压脉冲净化废水、脉冲静电除尘、微生物杀菌和消毒、臭氧生产等应用。在生物医学领域，以脉冲功率技术制成的脉冲电源已成功地用于提供一种潜在的非侵入性治疗机制如癌症、恶性肿瘤等放射性治疗；应用脉冲电源诱导一些临床现象如程序性细胞死亡、电穿孔等^[3]。

脉冲调制器是使用脉冲功率技术，将低压电源转换成高压脉冲的转换装置。脉冲调制器主要由充电回路和放电回路构成，充电电源经过充电回路对储能器件或储能网络进行充电，放电回路利用调制开关的通断形成高压脉冲，高压脉冲再通过脉冲变压器耦合或直接作用到负载上^[4]。因此对于脉冲调制器的研究主要集中在充电电路和放电电路上，充电电路主要将工业用电经过整流、逆变、整流过程转换成直流高压，再经过放电回路进行放电。对于放电回路来说，脉冲调制器根据调制开关的不同，储能部分和脉冲调制的方式也不同。传统的软性调制器常用闸流管、氢闸管等作为调制开关，这类调制开关存在价格高、损耗大、易故障、脉冲形成时间长等缺点^[5]。由于软性调制器调制开关的特点，其脉冲调制方式常使用脉冲形成网络的形式，脉冲宽度由脉冲形成网络放电时间决定，其体积大、造价高、脉宽可调性差，但输出脉冲的精度较高。而刚性调制器（又叫固态调制器）多以固态开关为调制开关，例如 IGBT、MOS 管等，这类开关器件可以直接控制脉冲波形，具有控制灵活、开关速度快、损耗低等^[6]优点。随着直线加速器、磁控管等设备对脉冲调制器的要求越来越高，刚性调制器以其独特的优势，将成为未来脉冲调制器发展的主流。

传统的线性调制器的电源逆变单元,采用的是 LC 谐振变换器和变频控制^[7],由于逆变过程中脉冲变压器本身存在着漏感,所以会使 LC 谐振变换器功率转换效率低,不具备良好的调控性能。此外,在变频控制下,无论频率如何变化电压增益始终都是降低,负载变化范围较窄。为满足固态脉冲调制器对高频、高功率和宽输入电压范围要求,采用全桥 LLC 谐振变换器作为电源变换电路的后级,设计了一种基于模糊 PI 混合控制的全桥 LLC 谐振变换器控制策略。在传统混合控制^[8]基础上,本文使用模糊 PI 控制,减少复杂的建模过程,提高系统动态响应和自适应能力。

早期的脉冲调制器常用 PLC 来实现系统控制。在工业应用领域,以 PLC 为核心的控制技术已相当成熟^[9],但由于 PLC 自身硬件资源的不足,无法实现更高速的数据处理和更多的接口使用,并且 PLC 本身体积较大,不利于小型化,调制器种类较多,PLC 也很难实现通用性。此外,国内 PLC 研发起步较晚,与国外相比 PLC 的性能和价格有一定的差距,并且由于国际环境的变化,国外采购 PLC 的行情也变得复杂^[10]。

本文研究的脉冲调制器使用国产 DSP 芯片作为控制系统的核心器件,可以使用较少的硬件和软件对系统进行高速、灵活、精确的控制。它能够有效地将硬件与相应的软件相结合,使各个硬件之间相互独立,无相互干扰。DSP 芯片实现了系统数字化,具有强大的数据处理能力,能够实现控制理论中许多新的算法,诸如自适应控制、滑模控制、元启发算法寻优控制等。此外,其拥有 176 个引脚、3 个 SCI 口、16 个 ADC、88 个 I/O、12 路 PWM 等可以实现多种功能^[11]。

1.2 脉冲调制器的国内外研究现状

脉冲功率技术起源于上世纪三十年代,此后十年内脉冲功率技术进入了高速发展的黄金时期,随着对脉冲技术的研究和使用,已出现了很多应用于不同场景的脉冲态调制器,小到几伏大到几百千伏,适用于多种行业。

上世纪中叶,研究人员用很长的同轴电缆绕成传输线,使用工频电源和开关管设计成脉冲调制器,即为线性脉冲调制器^[14],这种调制器体积大、效率低,脉冲宽度固定不可调节。

20 世纪 60 年代,J.C.Martin 和他在英国原子能研究中心(AI)的同事将

Blumlein 线与 Marx 发生器相结合, 将输入脉冲的宽度从微秒压缩到几十纳秒, 使脉冲宽度突破纳秒级^[15]。

20 世纪 70 年代国外采用固态开关组合代替氢闸流管用于脉冲调制器中, 使脉冲调制器的稳定性得到较大提高, 但由于采用的是半控型晶闸管, 脉冲调制器存在关断困难、损耗大、开启速度慢的问题。随着半导体技术的发展, 研究者开始采用 MOSFET 和 IGBT 等全控开关用于脉冲调制器中^[16]。

20 世纪 80 年代开始研究小功率开关管并联组成技术, 并取得了突破性的进展, 1986 年长冈工业大学开发了一款峰值电压为 3MV、峰值电流 400kA、脉冲宽度为 60ns 的脉冲调制器, 并用于惯性约束聚变的研究。L.M.Merensky 等^[17]研究人员研发一款脉冲电源, 上升时间为 1ns 左右、输出电压幅值 2.2kV、重复频率 1MHz。Stangenes 对 Marx 结构进行多级叠加, 以电容作为储能器件和 IGBT 作为开关管, 实现输出脉冲电压为 90kV, 脉冲宽度在 2 μ s-140 μ s 之间可调^[17]。

国内脉冲调制器起步较晚, 20 世纪 80 年代我国脉冲功率技术的研究和应用逐渐开始, 虽起步较晚但发展迅速, 特别是近几年来在固态调制器方面取得了巨大的成就, 电子科技大学和中科院等单位在脉冲技术方面的研究成果居世界一流水平^[18]。电子科技大学设计了一款以速调管为负载和闸流管为开关管的高压大功率线性脉冲调制器, 其输出峰值功率为 70MW、平均功率为 220kW、脉冲电压为 258kV、脉冲电流为 271A、脉冲宽度为 5 μ s。中科院采用速调管为负载设计出一款多级模块的固态 Marx 发生器, 该装置输出电压幅值可达 120kV、脉冲宽度 1.6 达 ms、重复频率为 5Hz^[19]。

芜湖麦可威电磁科技有限公司研制出了 4 单元 Marx 电路脉冲变压器耦合的 4MeV 固态小型化调制器^[20]、20 个叠加器和脉冲变压器组成的 320kV/270A 固态脉冲调制器等。

随着脉冲调制技术和半导体技术的不断发展, 以及磁控管等负载的需求, 脉冲调制器也不断地朝着高速度、大功率、低损耗、小型化的方向发展。

1.3 LLC 谐振变换器研究现状

传统的开关变换器, 在开通关断信号触发时, 由于开关过程中电压和电流不能突变, 所以开关管会消耗功率, 增加变换器损耗。特别是工作在高频状态下, 高速的开通与关断, 不仅增加了能量损耗, 也会缩短开关管的使用寿命,

甚至损坏开关管，影响开关管的可靠性。为解决这种问题，一些学者提出软开关技术。软开关根据开通与关断中电压电流的状态可分为：零电压开关（ZVS）和零电流开关（ZCS）^[21]。在开关管导通过程中，限制电压陡度区间，在电流出现之前，电压已降为 0，实现电压和电流处于重叠的“真空”区减小导通损耗。同理关断过程中限制电流下降，下降为零再关断，使电压和电流在关断过程中不会同时存在，关断损耗几乎为 0。软开关分类如图 1-1 所示。

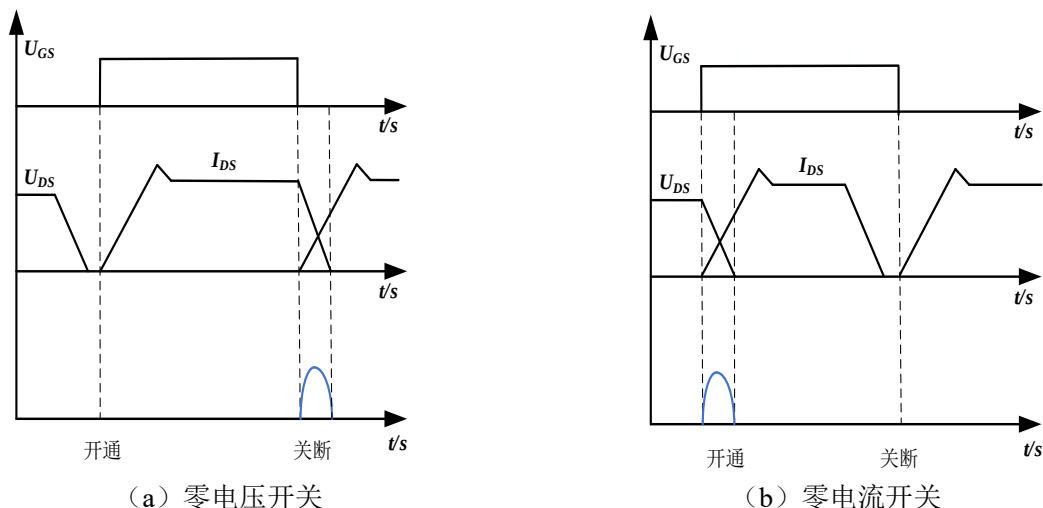


图 1-1 软开关分类

能够实现软开关的电路结构有许多，但在高功率应用中，全桥变换器因其开关管电压应力低以及实现软开关功能的特点受到研究者的广泛关注。目前常见的谐振变换拓有串联谐振变换器、并联谐振变换器、LCC 谐振变换器以及 LLC 谐振变换器^[22]，其拓扑如图 1-2、1-3 所示。

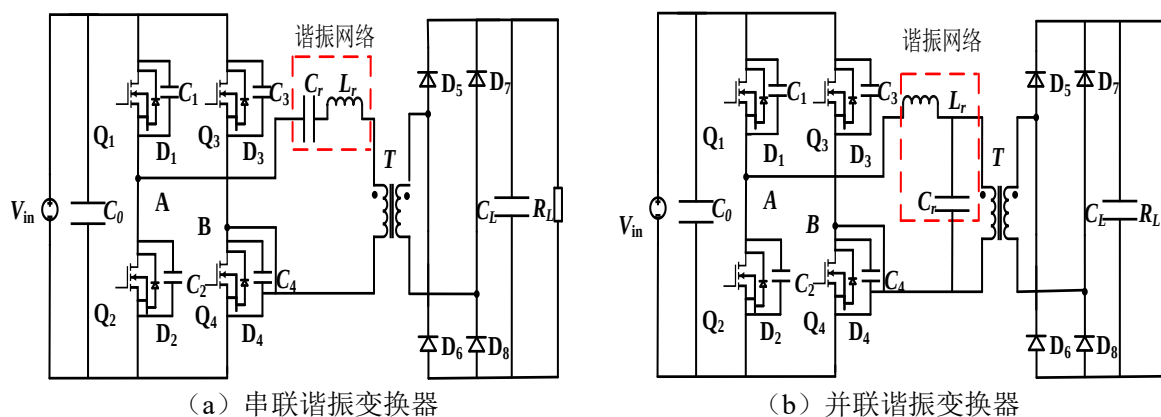


图 1-2 串联和并联谐振变换器电路拓扑

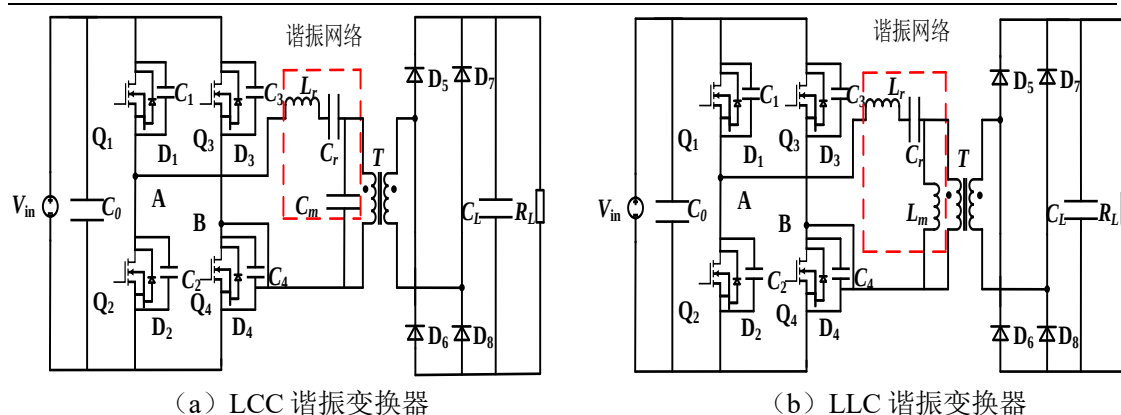


图 1-3 LCC 和 LLC 谐振变换器的电路拓扑

LLC 谐振变换器与串联谐振变换器、并联谐振变换器相比更适合宽输入电压和宽增益工作状态下，LCC 变换器在轻负载下损耗高于 LLC 变换器，因此本文使用 LLC 谐振变换器作为充电电源部分。

目前，针对 LLC 谐振变换器宽输入电压和宽增益的研究主要集中在拓扑结构和控制策略两大方面。在拓扑结构方面，文献[24]采用多级串联的方式改变谐振腔增益，实现了输入输出电压范围的拓宽。文献[25]采用继电器切换的方法，改变电路结构，达到宽输入电压的目的。文献[26]则采用前级多个半桥叠加的形式，后级共用一个升压整流回路的方式扩大输入电压范围。这些方法虽然拓宽了输入电压的范围，却增加了硬件成本和损耗，并且使系统变得更加复杂。在控制策略方面，文献[27]设计了 PI 单电压环控制器，通过控制电压误差值进行 PI 调节使输出达到设定状态，但其非线性特性很难实现。文献[28]提出了电流内环和电压外环的双闭环 PI 控制，在设计电压环 PI 控制器时，根据电压外环 PI 得到理想电流值，通过内环 PI 调节电流值，提高了输出电压的稳定性。文献[29]利用变模式控制策略结合频率调制和脉冲宽度调制技术来拓宽输入电压范围。文献[30]采用滑模控制方法，在闭环系统响应速度和鲁棒性方面表现优异，但存在固有抖振问题，可能会导致系统不稳定。文献[31]通过加倍频率的方式实现了电压增益的提升。

以上控制策略实现了对输入电压和增益范围的拓宽，但需要对变换器进行精确的建模。由于 LLC 谐振变换器的非线性和时变性的特点使得变换器的建模比较复杂。因此，很多学者使用模糊 PI 控制、神经网络等智能控制策略实现对非线性系统的控制。模糊控制是一种不依赖于被控对象精确模型的控制方法，因此适用于模型不确定的非线性系统，能很好地解决 LLC 谐振变换器的非线性

和时变等问题^[32]。

基于此，本文对 LLC 谐振变换器的控制策略进行改进，将模糊 PI 控制^[33]与传统的变频（Pulse Frequency Modulation, PFM）-单移相（single phase shift control, SPS）混合控制（以下简称传统混合控制）相结合，设计一种基于模糊 PI 混合控制的全桥 LLC 谐振变换器。在变换器输入电压较低的情况下，采用模糊 PFM 控制方式，以提高电压增益；当输入电压较大时，采用模糊 SPS 控制方式，以降低电压增益，从而实现系统输出电压的稳定。

1.4 论文的组织结构

本文共分为七个章节，安排如下：

第 1 章为绪论，主要介绍了脉冲调制器的研究背景和意义、脉冲调制器的国内外研究现状，以及 LLC 谐振变换器研究现状，并对论文将要开展的工作进行说明。

第 2 章根据技术参数以及不同脉冲调制器的结构特点，进行系统总体方案设计。介绍了固态脉冲调制器主要模块的工作原理、参数计算和器件选型，为下一步控制策略的仿真和控制器硬件的实现打下基础。

第 3 章在系统方案的设计下，分析 LC 和 LLC 谐振变换器的原理，确定 LC 调频控制方式。就 LLC 谐振变换器调频控制策略在高频调节增益不理想的问题，引入了单移相控制策略，结合两种控制方式在不同状态下的优点，提出了模糊 PI 混合控制策略，以提高输出动态性能。最后使用 MATLAB（2022a）对模糊 PI 混合控制策略进行仿真，通过分析仿真波形，验证该控制策略的优越性。

第 4 章设计了以 DSP 为核心的控制器硬件电路，分别介绍了 DSP 的核心板、外接驱动板的原理图和关键芯片的选型，并进行对应 PCB 电路板的设计。

第 5 章为系统的软件设计，使用 CCS 软件编写 DSP 程序，通过程序流程图形式分别介绍了各个主要功能模块的软件设计。此外，在 Visual Studio 平台上使用 C#语言采用 Modbus RTU 通讯协议设计了窗口上位机界面，实现对系统的远程控制。

第 6 章为固态脉冲调制器系统的实验与分析，先对控制器进行了测试，验证控制器的功能。当控制器可以正常工作后，将其与固态脉冲调制器的整机结合进行调试，得到了充放电的主要波形，验证了系统的功能，表明了方案设计

的正确性。

第 7 章为总结和展望，对本文的研究工作从选题到系统方案的设计与实现以及所获得的研究成果和不足进行总结，并根据研究过程中的不足之处，展望下一步研究方向和工作内容。

第 2 章 固态脉冲调制器系统设计

本章对固态脉冲调制器的结构进行研究，对比不同脉冲调制的方式，并结合其主要技术指标，最终确定了脉冲调制器系统的总体结构和设计方案。

2.1 调制器技术指标

根据市场（合作公司）对固态脉冲调制器系统的需求，其主要技术指标和精度要求如表 2-1 所示。

表 2-1 主要技术指标

技术指标	参数要求
峰值功率	大于 6.24MW
平均功率	大于 8.00kW
脉冲电压	大于 52.0kV
脉冲电流	120A
顶部平坦度	$\leq \pm 1\%$
脉冲幅度稳定度	$\leq \pm 1\%$
电压上升率	80-120kV/ μ s
最大脉冲宽度	3 μ s
脉冲重复频率	1~400Hz
磁控管灯丝电流	DC 9A
磁控管灯丝电压	DC 8V

2.2 脉冲调制器的组成和选型

脉冲调制器的主要功能就是将工业用电经过电源变换部分和脉冲形成部分产生特定功率的脉冲信号，并作用于负载。脉冲调制器基本组成框图如图 2-1 所示。

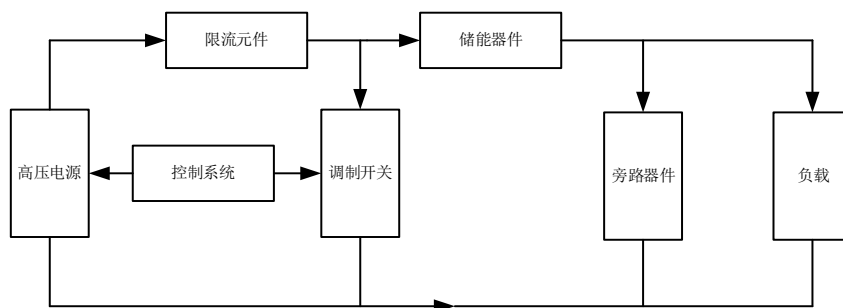


图 2-1 脉冲调制器的基本组成框图

高压电源部分是将外接的 380V 三相交流电源整流升压成需要的高压直流电来给系统供电^[34]；限流元件构成调制器的充电通路，防止调制开关被短路；调

制开关通过开通和关断形成充电和放电回路，控制负载脉冲的形成；储能器件在充电期间把高压直流电源提供的能量储存起来，在调制开关开通时将能量传给负载；脉冲调制器的负载，这里选择磁控管作为负载进行设计；旁路器件用于实现储能器件的快速充电和将残留电量释放；控制系统是一套具有的低压控制、数据监视、逻辑控制、故障保护等功能的系统。

脉冲调制器中的调制开关是控制充电和放电的重要器件。根据调制开关类型的不同,可分为软性开关调制器和刚性开关调制器^[35],两者各有优缺点,但从小型化模块化的角度看,刚性开关调制器更适用于现在的应用场景。

固态调制器是刚性调制器的一种，其开关管主要使用的 IGBT。根据 IGBT 组成放电电路的不同，主流的固态调制器结构可分为四种：1) 直接开关型；2) Marx 型发生器；3) 混合型；4) 脉冲变压器耦合型^[36]。

2.2.1 直接开关型

直接开关型电路结构如图 2-2 所示。

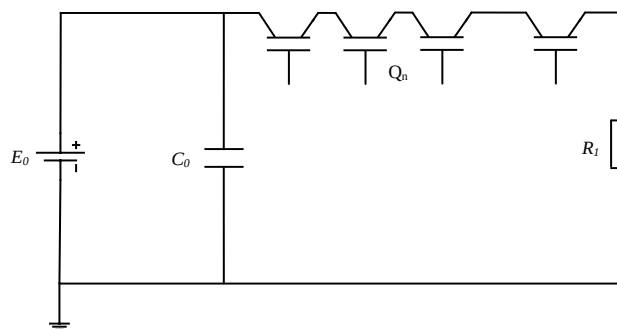


图 2-2 直接开关型

由图 2-2 可知，直接开关型将多个固态开关管直接串联在一起构成放电回路，电路结构简单，寄生电容较少。由于所有开关管需要同时导通放电，同时闭合电容充电，因此对触发信号的一致性要求高，并且开关管直接连到充电电源的高电压侧，对开关管的耐压要求也高^[37]。

2.2.2 Marx 发生器

Marx 发生器电路结构如图 2-3 所示。

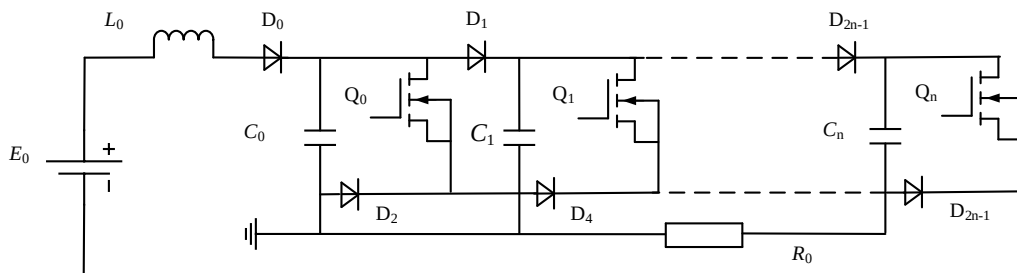


图 2-3 Marx 发生器

由图 2-3 可知, Marx 型发生器在充放电的过程中, 开关管的连接方式不同。在充电过程中各个开关管是并联的状态, 所以对开关管耐压等级要求低, 其放电过程中开关管串联, 可以对负载形成高电压, 降低系统低压侧的充电电压^[38]。

2.2.3 混合型

混合型电路结构如图 2-4 所示。

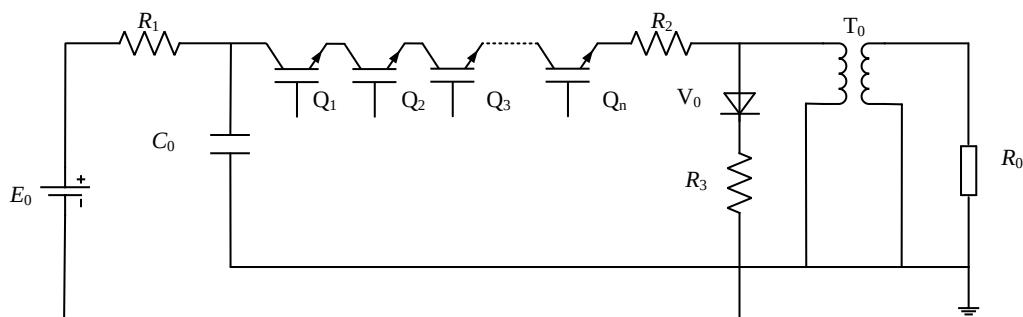


图 2-4 混合型

由图 2-4 可知, 混合型将直接开关型与脉冲变压器相结合, 其很好地兼顾了充电电源低、寄生电容少、结构简单的优点, 但对触发信号的一致性要求也较高^[39]。

2.2.4 脉冲变压器耦合型

脉冲变压器耦合型电路结构如图 2-5 所示。

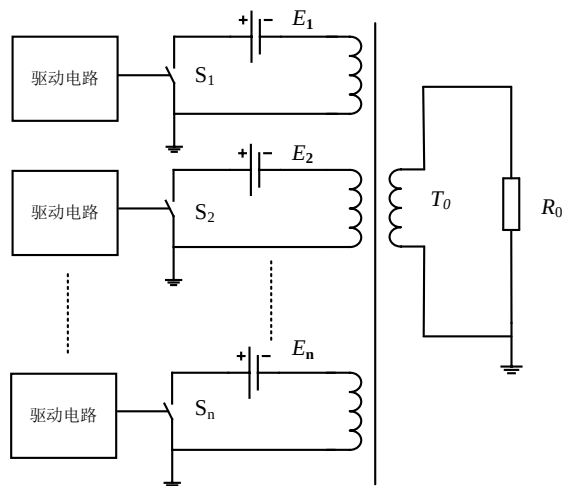


图 2-5 脉冲变压器耦合型

由图 2-5 可知, 脉冲变压器耦合型是由多个独立充电回路构成, 经过变压器次级串联, 实现了高低压的隔离, 除了输出端是高压, 其他部分为低压。采用这种结构可减小分布参数, 减少脉冲前后沿的时间, 提高脉冲顶部平缓度^[40]。

通过以上几种固态调制器电路形式的分析, 本文所研究的脉冲调制部分电路采用脉冲变压器耦合型, 降低电路设计的难度, 改善输出脉冲波形, 提高输

出功率。

2.3 总体方案设计

通过前面的分析设计脉冲调制器系统总体结构图如图 2-6 所示。

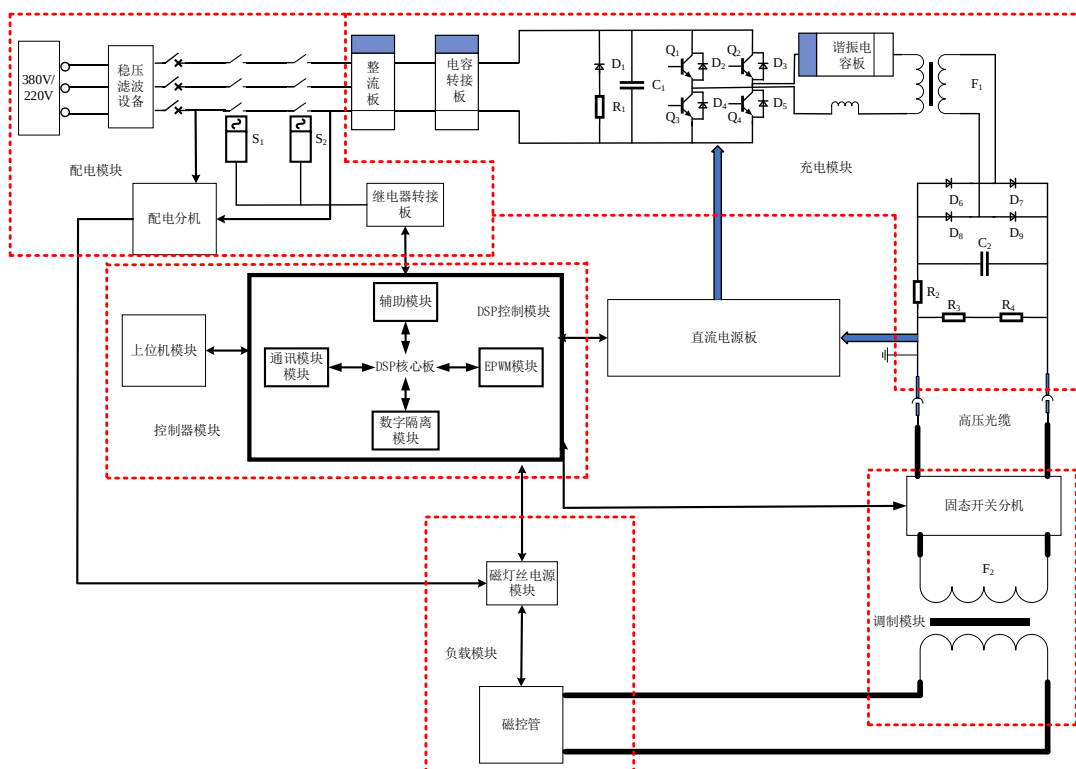


图 2-6 脉冲调制器系统总体结构图

由图 2-6 可知，配电模块主要通过断路器、继电器以及辅助电路，向调制器的各个部分提供 380V/50Hz 和 220V/50Hz 的三相电源；充电电源由整流滤波电路和全桥谐振电路组成，380V/50Hz 经整流后输出约 500V 的直流电加到全桥谐振电路上，产生 720V 电压；调制模块在固态开关分机中，当同步信号触发时，IGBT 串联放电，通过脉冲变压器将充电电源产生的直流电加到负载上，形成高压脉冲；控制器模块由上位机、DSP 核心板、驱动板构成，DSP 与上位机进行通讯，控制不同的模块，进而对整个固态脉冲调制器系统进行控制；直流电源板用于全桥谐振电路的控制和采样；负载模块包含磁灯丝电源模块和磁控管，磁控管作为负载在正常工作时，需要通过磁灯丝电源模块进行灯丝的预热和退灯丝。

2.3.1 充电电源部分

充电电源部分包括两级，其前级采用全桥整流和滤波电路，将输入的交流电转化为直流电，后级采用 LC 谐振变换器，实现 DC-DC 电压变换。但采用 LC

谐振变换器电压变换效率和功率密度较低，不适用于宽范围电压的输入、输出变换和高压场合。为满足固态脉冲调制器对高频、高功率和宽输入电压范围的要求，本文使用全桥 LLC 谐振变换器作为电源变换电路的后级，为脉冲调制器的改进打下基础。

2.3.1.1 三相全桥整流电路

如图 2-7 所示为三相全桥整流和 LC 滤波电路。

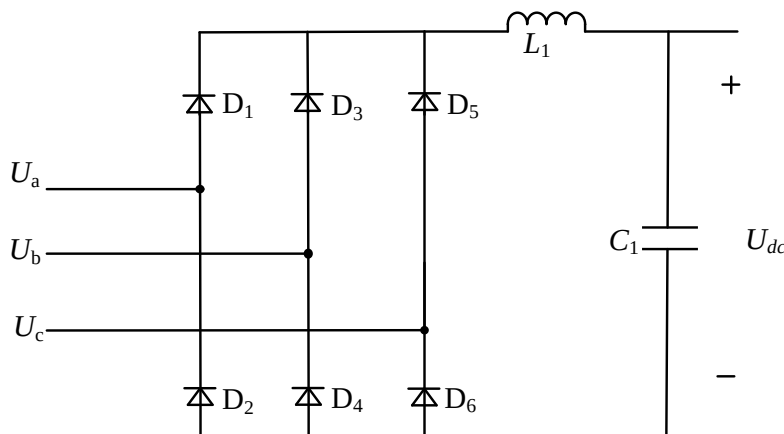


图 2-7 三相整流滤波电路

由图 2-7 所示，三相全桥整流电路采用六个二极管连接，按电网电压 U_a 为 380V 供电计算，三相整流桥输出电压计算公式为：

$$U_{dc} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_a \quad (2-1)$$

由式 (2-1) 计算可得 U_{dc} 为 513V，当电网电压下降 10% 时，输出电压 U_{dc} 为 460V， P_{in} 为 9000W。整流桥输出电流计算公式为：

$$I_d = \frac{P_{in}}{U_{dc}} \quad (2-2)$$

由式 (2-2) 计算可得 I_d 为 19.6A，工程上一般选择整流桥额定电压为线电压峰值的 2~3 倍余量，则其额定电压 U_T 和额定电流 I_T 计算公式为：

$$U_T = A \times \sqrt{2} U_1 \quad (2-3)$$

$$I_T = A \times I_d \quad (2-4)$$

式中，A 取值为 2~3。

由式 (2-3)，式 (2-4) 计算可得三相桥式整流输出的额定电压余量为 (1074~1612) V，额定电流余量为 (39.2~58.7) A，按照元器件选型的规则，

选取 SEMIKRON 整流桥 SKD82-16（80A/1600V）硅堆搭建整流桥。

由图 2-7 可知，电容 C_1 主要起滤波和稳压作用。由于采用三相桥式整流电路，整流后输出的电压中纹波的基波成分是 300Hz。为保证后级电路能稳定工作，滤波电路的时间常数 R_d 和电容 C_1 一般取纹波中基波周期时间的 6~8 倍，计算公式为：

$$R_d C_1 = \frac{B}{300} \quad (2-5)$$

式中，B 取值为 6~8。

直流电源等效负载电阻 R_a 为 23.52Ω ，由（2-5）计算可得 C_1 为（0.85~1.1）mF，取六个型号为 SHB-700V-145F-6GB 的薄膜电容进行并联，构成总容值为 0.87mF 的电容网络。

电感 L_1 计算公式为：

$$L_1 C_1 = \frac{B}{300} \quad (2-6)$$

由式（2-6）计算可得 $L_1 = (23 \sim 30)$ mH，电感型号选为 MV4.757.2-12WX。

2.3.1.2 全桥谐振变换器

（1）LC 谐振变换器原理及主要参数设计

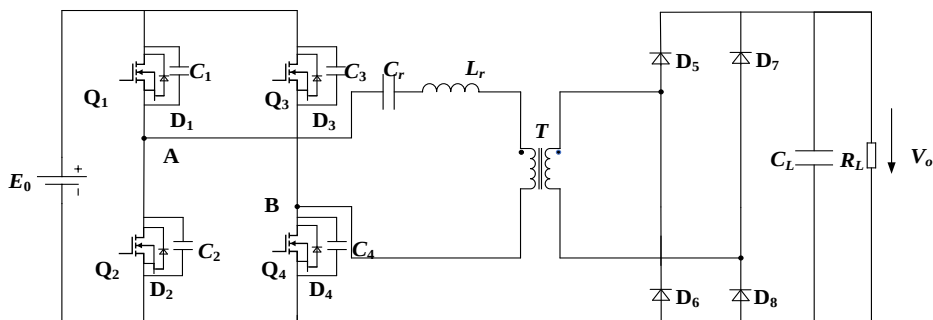


图 2-8 LC 谐振变换器电路图

如图 2-8 所示 $Q_1 \sim Q_4$ 为逆变 IGBT 模块，四个 IGBT 组成一个全桥电路， Q_1 和 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 各形成一个桥臂，桥臂之间交替导通， Q_1 和 Q_4 导通时 Q_2 和 Q_3 关断，同理 Q_2 和 Q_3 导通时 Q_1 和 Q_4 关断。 $D_1 \sim D_4$ 为 MOS 管的寄生二极管； $C_1 \sim C_4$ 为 MOS 管的寄生电容； $D_5 \sim D_8$ 为全桥整流二极管；谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 组成谐振网络； C_L 为滤波电容； R_L 为负载； T 为变压器^[41]。

由基波分析法分析谐振变换器，可以得出 LC 谐振变换器的电压增益 M ，如式（2-7）所示。

$$M = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n} \right)^2}} \quad (2-7)$$

式中, V_1 为输入电压, V_2 为输出电压, 归一化频率 $f_n = f_s / f_r$, f_s 为开关频率, f_r 谐振频率, Q 为品质因数。

由式 (2-7) 可画出电压增益 M 随 f_n 变化的曲线如图 2-9 所示^[42]。

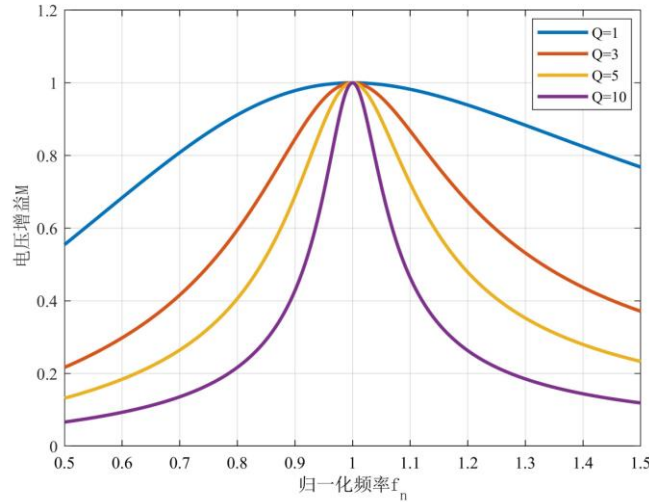


图 2-9 LC 谐振变换器电压增益曲线

由图 2-9 可知, 直流电压增益 M 随归一化频率 f_n 变化始终小于等于 1, 因此调频控制下的 LC 串联谐振变换器本质上只能工作于降压模式, 在需要升压或宽输入电压的场合, LC 串联谐振变换器电路无法满足要求。

由 2.1 节中主要技术指标可知输出脉冲电压 V_m 为 52kV, 脉冲电流 I_m 为 120A, 可得负载最大峰值功率 P_f 计算公式为:

$$P_f = V_m I_m \quad (2-8)$$

通过计算可得 P_f 为 6.24MW, 负载最大输出平均功率 P_d 计算公式为:

$$P_d = P_f D_i \quad (2-9)$$

式中, D_i 为磁控管的占空比。

通过计算可得 P_d 为 8.11kW。根据 7095 磁控管规格书, 最大占空比 D_i 为 1.2‰ (设计按 1.3‰ 考虑)。考虑开关组件以及脉冲变压器的转换效率, 设计取 P_d 的 97%, 则直流电源的最大输出平均功率计算 P_{dc} 公式为:

$$P_{dc} = P_d / 0.97 \quad (2-10)$$

通过计算可得 P_{dc} 为 8.4kW。

直流电源输出电压为 713V，考虑回路损耗，电源设计输出最大电压 V_{max} 为 720V，则可得出输出的最大输出平均电流 I_{dc} 计算公式为：

$$I_{dc} = P_{dc} / V_{max} \quad (2-11)$$

通过计算可得 I_{dc} 为 11.6A。

考虑余量，直流电源分机设计指标为：最大输出电压为 720V，最大输出电流 I_{max} 为 12.5A。考虑电压损耗，充电变压器变比为 1: 2，则初级平均电流为 25A。

初级峰值电流 I_f 计算公式为：

$$I_f = 3.14 I_{max} \quad (2-12)$$

谐振回路的特征阻抗 τ 计算公式为：

$$\tau = \frac{V_c}{I_f} \quad (2-13)$$

式中， V_c 为电网波动整流后电压，本文设为 460V。

τ 、 f 与 L 、 C 值之间的关系为：

$$\tau = \sqrt{L/C} \quad (2-14)$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2-15)$$

取串联谐振频率 $f=60\text{kHz}$ ，通过计算可得 $L=30.5\mu\text{H}$ ， $C=0.24\mu\text{F}$ 。

(2) LLC 谐振变换器原理及设计

LLC 谐振变换器在充电电源电路中的作用与 LC 谐振变换器相同，其结构是在 LC 谐振变换器的基础上增加了一个与变压器并联的励磁电感 L_m ，以实现三者同时发生谐振。LLC 谐振变换器电路图如图 2-10 所示。

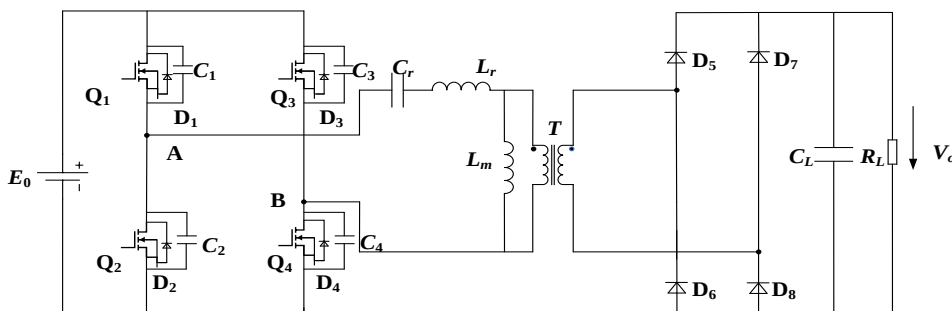


图 2-10 LLC 谐振变换器电路图

由于 LLC 变换器的谐振网络两个电容和一个电感组成，其固有谐振频率有两个。当仅有谐振电容 C_r 和谐振电感 L_r 发生串联谐振时，其谐振频率 f_r 如式 (2-16) 所示^[43]。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2-16)$$

当三者同时发生谐振时，其谐振频率 f_m 如式 (2-17) 所示^[44]。

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (2-17)$$

采用基波分析法可得到全桥 LLC 谐振的简化电压增益 M 表达式，如式 (2-18) 所示。

$$M = 1 / \sqrt{\left[\left(1 - \frac{1}{f_n^2} \right) Q f_n \right]^2 + \left[\left(1 - \frac{1}{f_n^2} \right) \frac{1}{L_n} + 1 \right]^2} \quad (2-18)$$

式中，品质因数 $Q = \sqrt{L_r/C_r}/R_{ac}$ ， $f_n = f_s/f_r$ ， $L_n = L_m/L_r$ 。

由式 (2-18) 可知，当 L_n 保持不变时，在不同 Q 值情况下，可得电压增益-频率关系如图 2-11 所示。

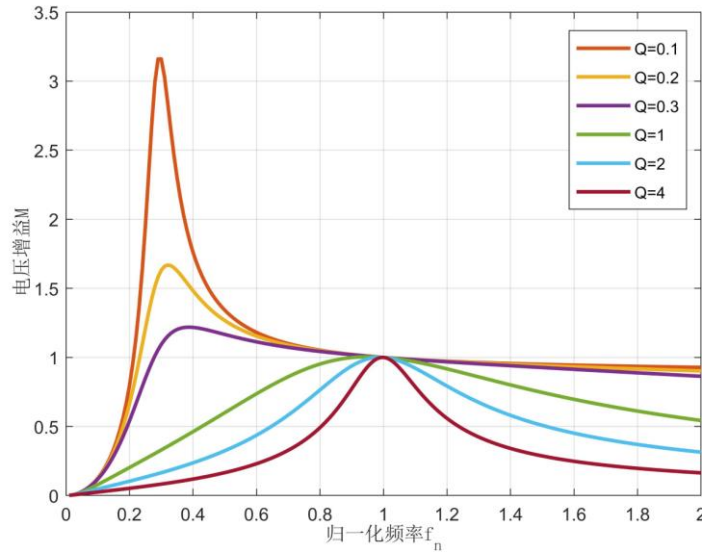


图 2-11 LLC 谐振变换器增益图

由图 2-11 可知，随着 Q 的增大，电压增益范围将减小，无论 Q 如何变化，变换器在 $f_n=1$ 处增益为 1。而当 $f_s < f_r$ 时， Q 值越小曲线越陡，较小的频率改变会引起较大的增益变化；当 $f_s > f_r$ 时，电压增益小于 1， Q 值越小电压增益衰减越慢，增益对频率变化不敏感。

变频控制情况下，谐振腔输入电压方波的基波成分 U_{AB} 如式 (2-19) 所示。

$$U_{AB}(t) = 4U_{in} \sin(2\pi f_s t) / \pi \quad (2-19)$$

式中, U_{in} 为输入电压。

对式 (2-19) 进行傅里叶分解, 可得基波成分如式 (2-20) 所示。

$$U'_{AB}(t) = 2[1 - \cos(D\pi)]U_{in} \sin(2\pi f_s t) / \pi \quad (2-20)$$

式中, D 为占空比。

结合式 (2-19), 式 (2-20) 可得电压增益 M_d 如式 (2-21) 所示。

$$M_d = [1 - \cos(D\pi)]M / 2 \quad (2-21)$$

由式 (2-21) 可绘制电压增益-占空比关系曲线如图 2-12 所示。

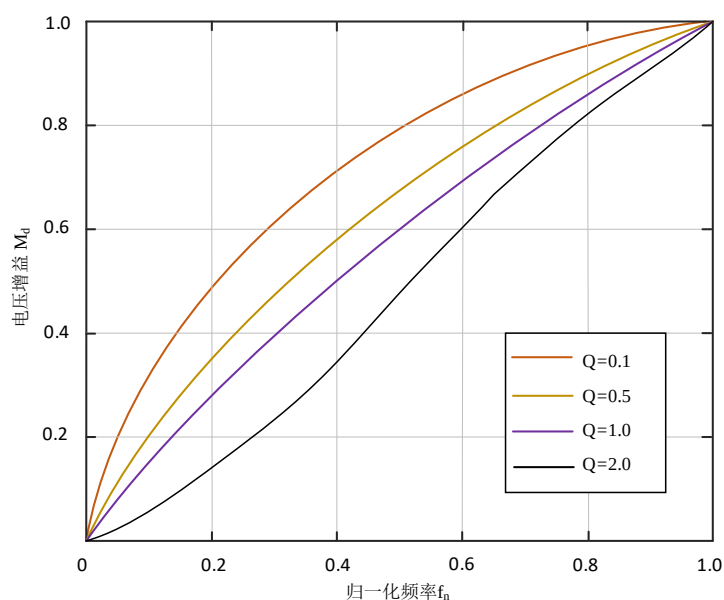


图 2-12 电压增益-占空比关系曲线

由图 2-12 可知, 保持归一化频率为 1, 占空比与增益成正相关, 当 $Q=1$ 时, 两者接近于直线。当占空比为 1 时, 此时输出电压增益最大值可达到 1, 除此之外随着占空比的变化, M_d 值始终小于 1, 因此 LLC 变换器工作在降压模式。

根据上文可知, 输出最大电压 V_o 为 720V, 输出电流 I_o 为 13A, 考虑实际情况取 V_{dc} 为 400V 作为控制方式切换点电压。

根据输入与输出电压的关系, 变压器的理论匝比 N 计算公式为:

$$N = \frac{V_{dc}}{V_o + V_d} \quad (2-22)$$

式中, V_d 为副边整流管导通压降。

通过计算可得 N 为 0.554。由变压器匝比可得最大、最小电压增益计算公式

为：

$$G_{\min} = N \frac{V_o + V_d}{V_{dc\max}} \quad (2-23)$$

$$G_{\max} = N \frac{V_o + V_d}{V_{dc\min}} \quad (2-24)$$

式中，输入电压的最小值 $V_{dc\min}$ 为 300V、最大值 $V_{dc\max}$ 为 400V。

通过计算可得最大增益 $G_{\max}$ 为 1.33，最小增益 $G_{\min}$ 为 0.97。根据所需电压的增益值和频率的调节范围，选择 L_n 的值为 2.6、 Q 值选取为 0.6、串联谐振频率 f_r 为 100kHz^[45]。

在额定输出功率情形下，等效负载 R_{ld} 计算公式为：

$$R_{ld} = \frac{V_o}{I_o} \quad (2-25)$$

等效内部电阻 R_{eq} 计算公式为：

$$R_{eq} = \frac{8N^2}{\pi^2} R_{ld} \quad (2-26)$$

通过计算可得 R_{ld} 为 55.385Ω， R_{eq} 为 13.795Ω。

谐振网络元件参数计算公式为：

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Q_c R_{eq}} \quad (2-27)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C_r} \quad (2-28)$$

$$L_m = \lambda_c L_r \quad (2-29)$$

通过计算可得 $C_r=192.293\text{nF}$ 、 $L_r=0.013\text{mH}$ 、 $L_m=0.034\text{mH}$ 。

2.3.2 脉冲调制部分

如图 2-13 所示，脉冲变压器一次侧为 10 路电容放电和充电回路，其中每个电容的工作电压为 720V，充电时每个电容并联充电，放电时每个电容回路串联放电，故放电时输出到脉冲变压器一次侧为 7.2kV；脉冲变压器二次侧电压为 52kV，脉冲变压器的计算变比为 1：7.2，考虑损耗选择变比为 1：8；脉冲电流为 120A，则根据变比初级电流为 960A；初级电压为 6.5kV，则每个开关的电压

为 0.65kV，因此选用额定电压 3300V、额定电流 1000A 的固态开管 IGBT 满足设计要求。

根据技术指标要求，脉冲内顶部不平度 $\leq 1\%$ ，所以放电电路上储能电容的压降 ΔU 为 6.5V、脉冲电流 I_t 为 960A、放电时间 T 为 3 μs ，储能电容 C_s 计算公式为：

$$C_s = \frac{TI_t}{\Delta U} \quad (2-30)$$

通过计算可得 C_s 为 425.35 μF 。

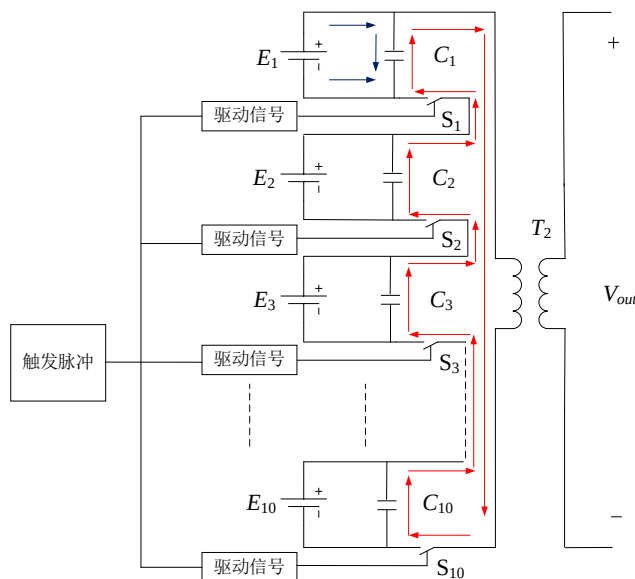


图 2-13 放电回路图

2.3.3 系统辅助部分

2.3.3.1 配电分机

配电分机主要通过断路器、继电器、接触器及其它辅助电路为调制器的各部分提供配电。并且将辅助电源柜、充电电源、开关柜串联起来^[46]，能够在故障发生时，手动地进行断电检修，同时也加入了计时器，以便记录调制器运行的时间，对运行过程进行实时监控。

2.3.3.2 磁灯丝电源

根据所选负载磁控管灯丝的参数指标，需要磁灯丝电源电压逐步达到 8.5V，此过程分三档进行预热，电压分为 3V、5.5V、8.5V 三个阶段。磁灯丝供电原理框图如图所 2-14 所示，通过控制继电器的开关，进而改变变压器的初级接线接入的电压，完成三档预热。变压器副边接整流滤波电路，再通过采样模块将采样电流值送到上位机中显示。

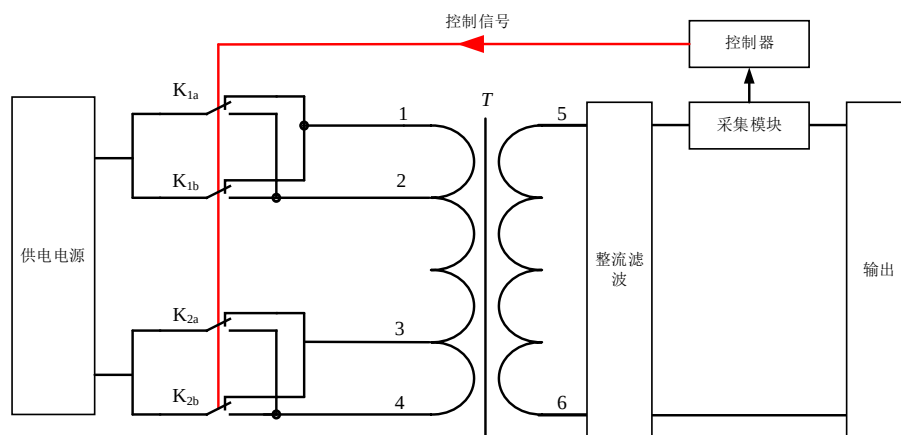


图 2-14 磁灯丝供电原理框图

2.3.3.3 报警灯显示电路

报警灯原理框图如图 2-15 所示。调制器使用三种颜色的灯进行状态显示。配电分机将 220V 电源经过开关电源模块转换为 24V，用以驱动继电器 K_4 和 K_5 的吸合状态，对三路报警灯进行供电。当 K_4 和 K_5 不动作时绿灯亮，系统处于低压状态； K_4 吸合黄灯亮，表示低压准备完成； K_5 吸合红灯亮，显示在加高压状态。

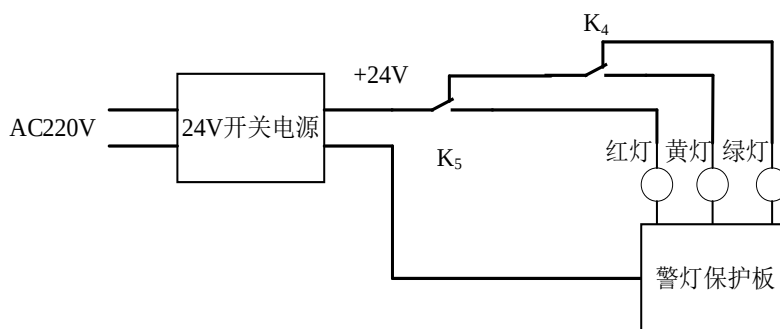


图 2-15 报警灯原理框图

2.4 本章小结

本章根据调制器技术参数以及分析不同调制方式的结构特点，进行了系统的总体方案设计。设计了充电电源部分、脉冲调制部分，并较为详细地说明其原理、系统主要参数计算、器件型号的选择，此外也介绍了其它辅助部分的基本原理，完成了脉冲调制器主要部分的设计。

第 3 章 全桥谐振变换器控制策略

本章首先介绍 LC 串联谐振变换器调频控制策略和仿真实验，然后介绍 LLC 谐振变换器 PFM 控制策略，鉴于 PFM 控制在输入电压较高的情况下难以调节电压增益，引入了单移相控制策略，结合两种控制和模糊控制提出模糊 PI 混合控制，以提高动态响应和输出的稳定性。

3.1 LC 串联谐振变换器调频控制策略

3.1.1 工作模式及控制策略

在高压电源中，调频控制具有抗干扰能力强、频率调节范围广、更适用于轻载状态下的优势。因此，本文选择 PFM 对谐振变换器进行控制。

在调频控制下，LC 串联谐振变换器开通耗能均要高于关断耗能，因此当 LC 串联谐振变换器工作于硬开关时，更加适合工作于 ZVS 开通的情况，即感性工作区^[49]。本文设计其工作在感性状态，如图 3-1 所示为 LC 串联谐振变换器工作于轻载状态下感性工作区的典型波形。

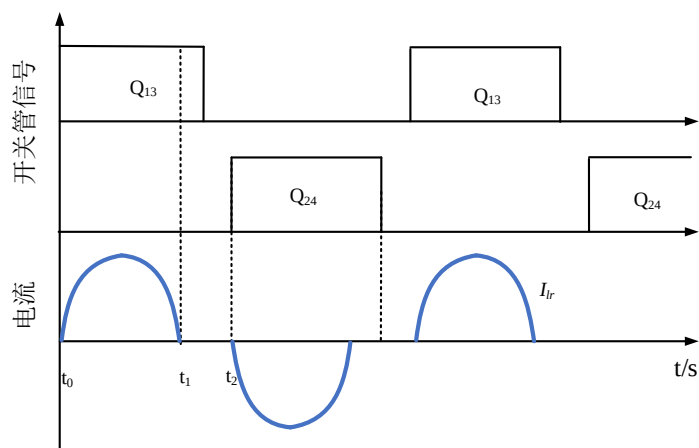


图 3-1 LC 串联谐振变换器轻载状态下工作波形

由图 3-1 可知，在 t_0 时刻开通开关管 Q_{13} ，此时电感电流 I_{Lr} 为零， Q_{13} 为零电流开通，此后 I_{Lr} 开始增加到最大值，然后逐渐减小到 0，在 Q_{13} 关断之前 I_{Lr} 降为零， Q_{13} 零电流关断^[50]。同理， Q_{24} 开关管也是如此。

根据 LC 工作波形和 PFM 下增益曲线，LC 串联谐振变换器控制框图如图 3-2 所示。

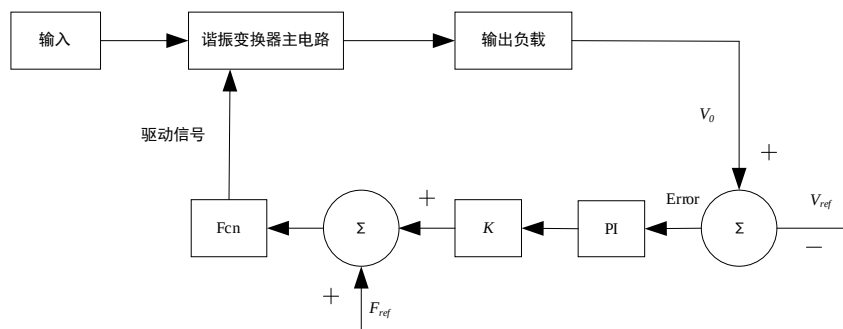


图 3-2 PFM 控制系统框图

由图 3-2 可知，控制环首先将输出电压与设置的参考电压值进行比较，得出输出电压误差值，在通过 PI 环节进行调节后，再经过频率补偿和 PWM 发生器，得到驱动信号，从而调节变换器输出。

3.1.2 仿真模型

在 MATLAB (2022a) 仿真平台中搭建仿真模型如图 3-3 所示。采用电压闭环实现 PFM 控制策略，电压闭环控制中给出参考电压为 720V，频率补偿为 50kHz，并设置一定的死区时间，防止开关管直通。

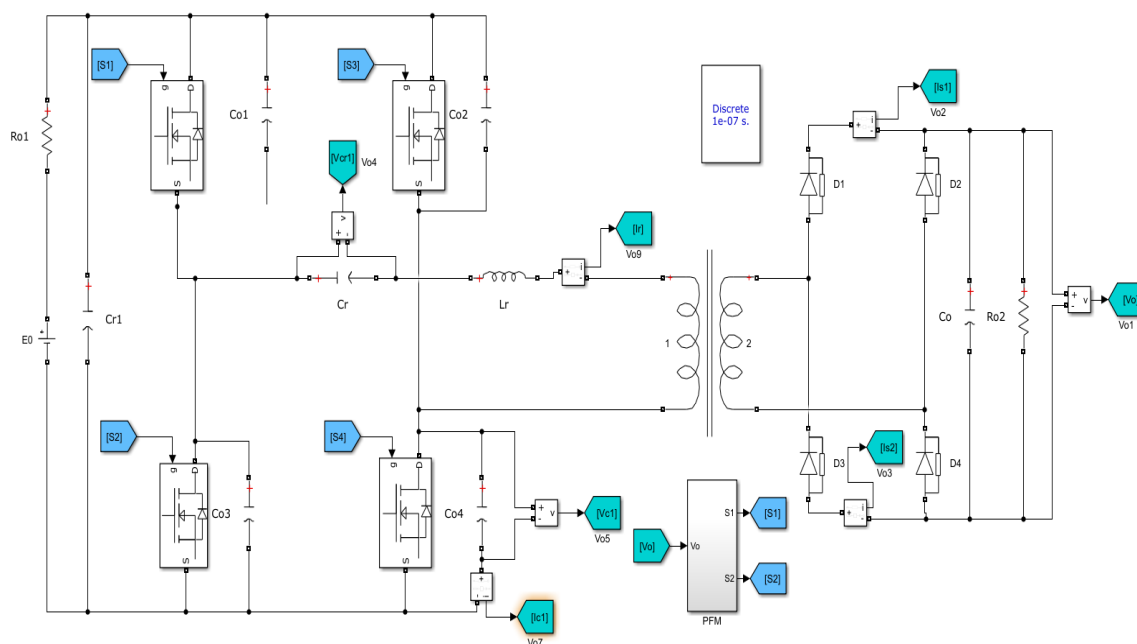


图 3-3 全桥 LC 谐振变换器仿真模型

3.1.3 仿真结果分析

在输入电压为 500V 状态下运行仿真实验，输出电压波形如图 3-4 所示。由图可知，电压在 1.5ms 到达峰值，在 1.7ms 左右达到稳定。

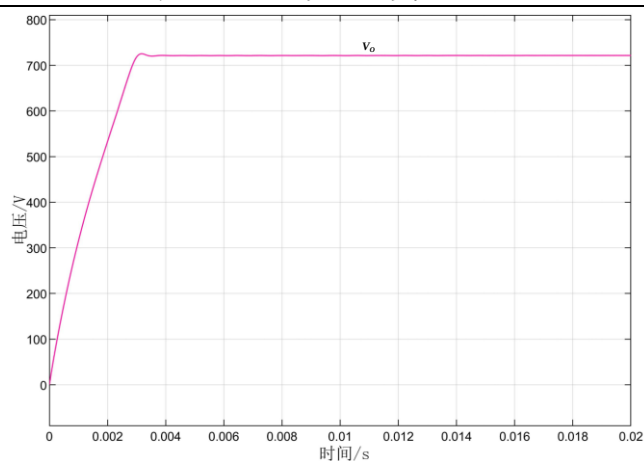
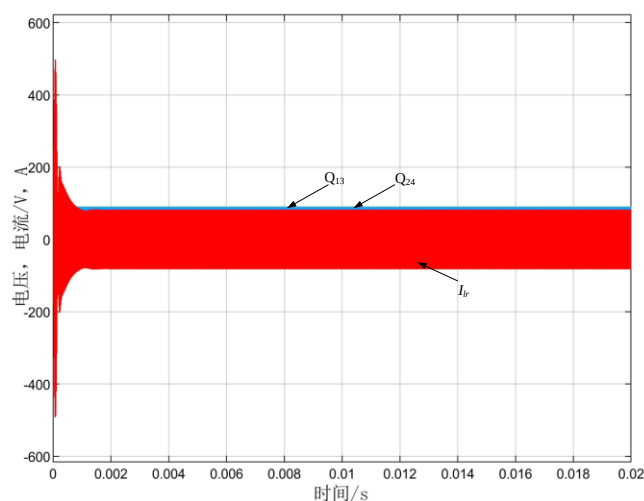
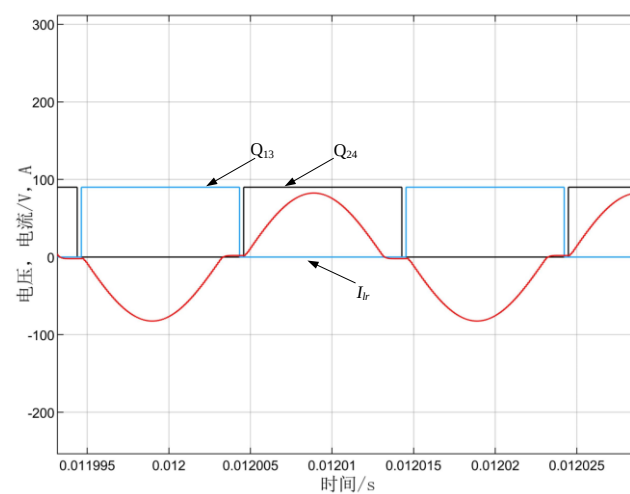


图 3-4 输出电压波形

如图 3-5 (a)、(b) 为谐振电流 I_r 与开关管 Q_{13} 、 Q_{24} 的关系曲线以及局部放大图，图中将驱动开关管的电压扩大 6 倍显示。由图 3-5 (b) 可知， Q_{13} 、 Q_{24} 开关管均可实现零电压开通和零电流关断。

(a) I_r 与 Q_{13} 、 Q_{24} 波形(b) I_r 与 Q_{13} 、 Q_{24} 局部放大图图 3-5 谐振电流 I_r 与开关管 Q_{13} 、 Q_{24} 波形

3.2 LLC 谐振变换器模糊 PI 混合控制策略

3.2.1 调频控制策略

LLC 谐振变换器在 PFM 控制下, 开关频率 f_s 的范围可以分为 $f_m < f_s < f_r$, $f_s = f_r$, $f_s > f_r$ 三种^[51]。当 $f_m < f_s < f_r$ 时, LLC 谐振变换器在较小频率变化时, 可以获得较大增益变化, 增益调整率好。此外, 在这种状态下, 可以实现 ZCS 和 ZVS 两种软开关方式。因此, 本文选择使开关频率 f_s 在这种模式下。LLC 谐振变换器在 $f_m < f_s < f_r$ 下主要工作波形如图 3-6 所示。

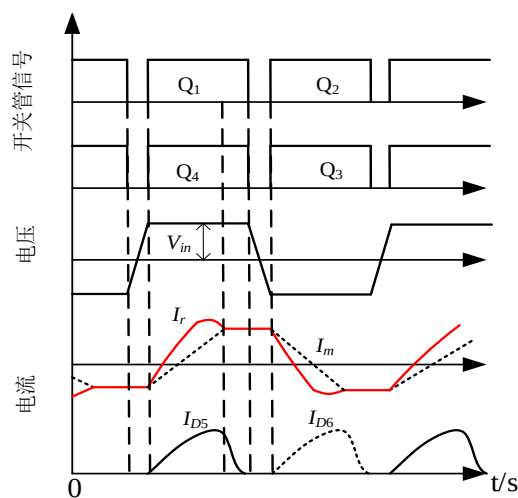


图 3-6 $f_m < f_s < f_r$ 时工作波形

3.2.1.1 仿真模型

在 MATLAB (2022a) 仿真平台中搭建全桥 LLC 谐振变换器仿真模型如图 3-7 所示。

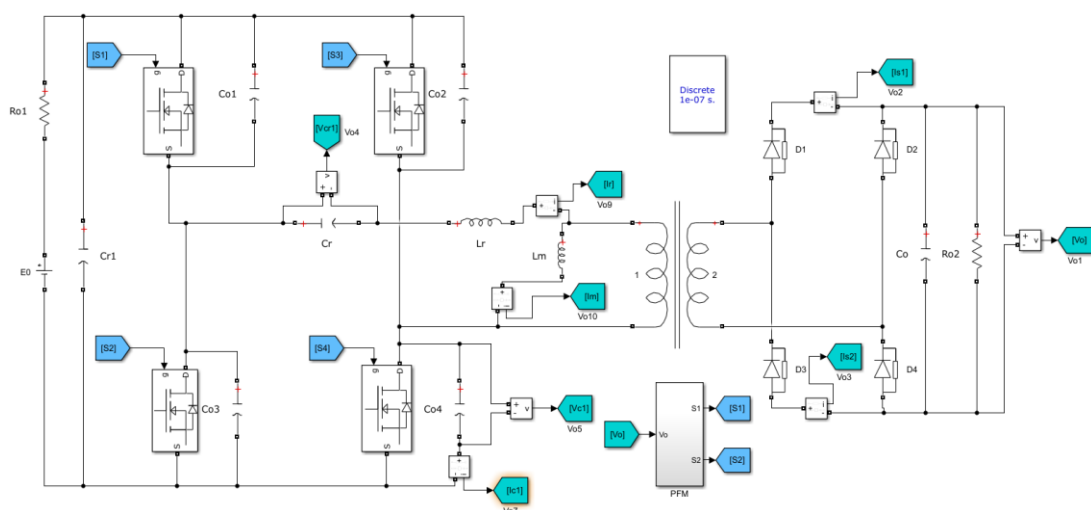


图 3-7 全桥 LLC 谐振变换器仿真模型

3.2.1.2 仿真结果分析

在输入电压为 350V 状态下运行仿真模型, 输出电压波形如图 3-8 所示。由

图可知，电压在 2.13ms 上升到峰值，在 2.3ms 左右达到稳定。

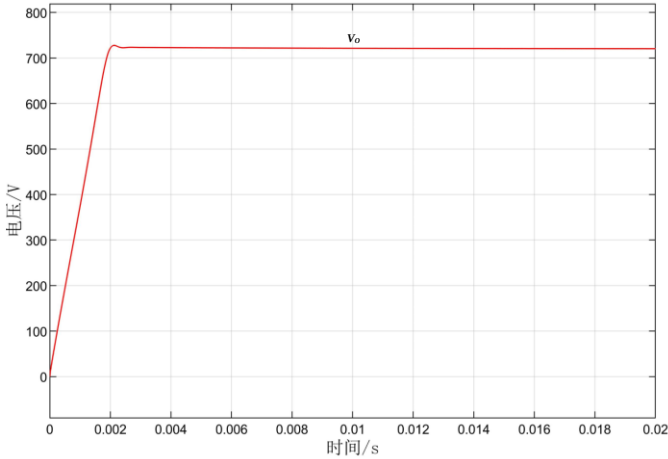
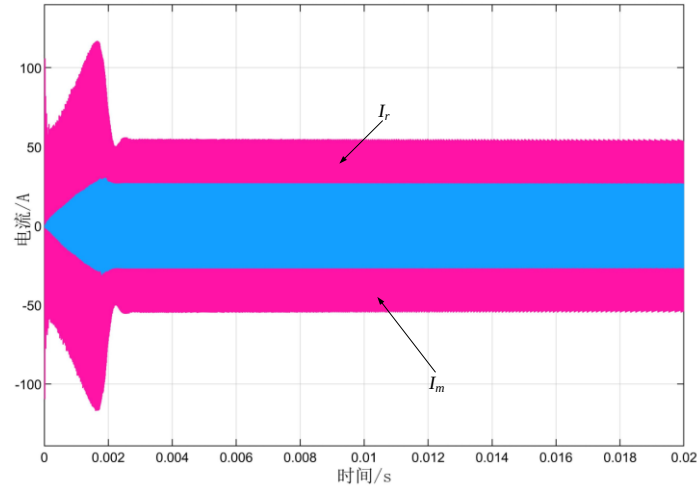
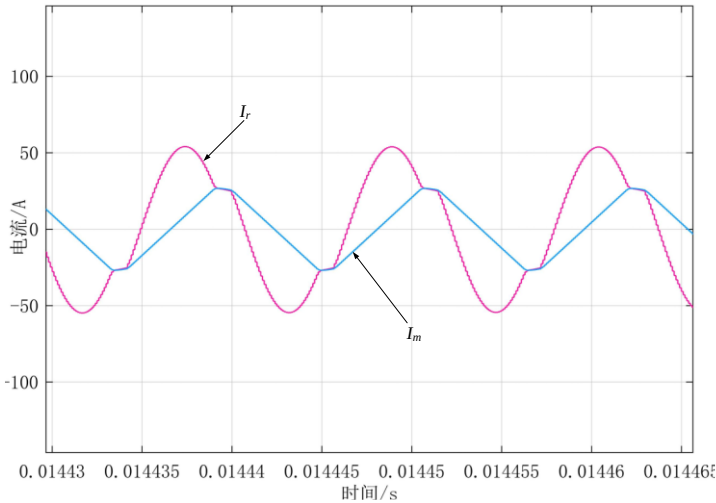


图 3-8 输出电压波形

在调频模式下，流经谐振电感电流 I_r 、励磁电感电流 I_m 的波形及其局部放大图如图 3-9 所示。



(a) I_r 、 I_m 波形



b) I_r 、 I_m 局部放大图

图 3-9 谐振电感电流 I_r 、励磁电感电流 I_m 波形

由图 3-9 可知, 谐振电感电流 I_r 为呈正弦变化, 励磁电感电流 I_m 与 I_r 存在一段相等的时刻。

图 3-10 为开关管端电压与其驱动信号对比波形图, 可以看出在开关管导通之前其端电压已下降为 0, 实现了 ZVS。

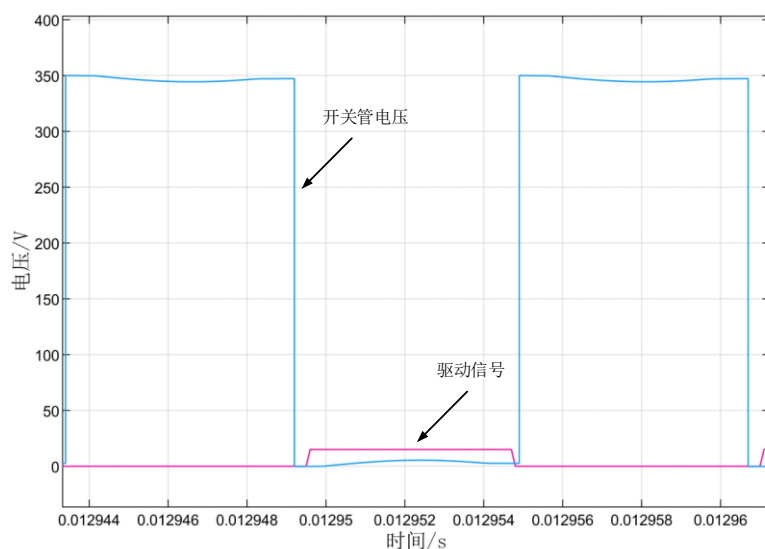


图 3-10 开关管端电压及驱动信号波形

副边二极管电流 I_{s1} 、 I_{s2} 波形如图 3-11 所示。由图可知, 同一桥臂的二极管电流断续, 实现副边二极管 ZCS。

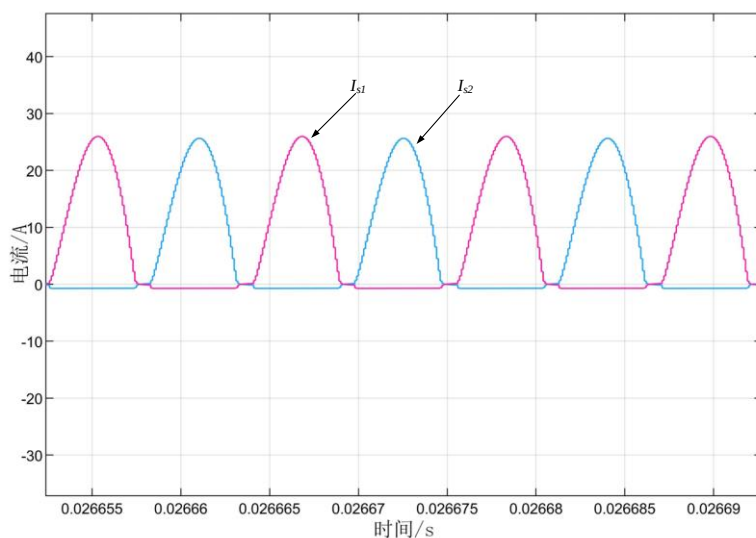


图 3-11 整流二极管电流 I_{s1} 、 I_{s2} 波形

3.2.2 移相控制策略

移相控制简单来说就是使开关管工作在特定的谐振频率下, 通过调节对应桥臂开关管的移相角, 达到改变谐振变换器输出的目的^[52]。移相模式下 LLC 谐振变换器工作波形如 3-12 所示。

谐振变换器的移相闭环控制策略原理图与 PFM 闭环控制策略原理图相似，只是驱动信号的形成方式不同，故这里不再赘述。

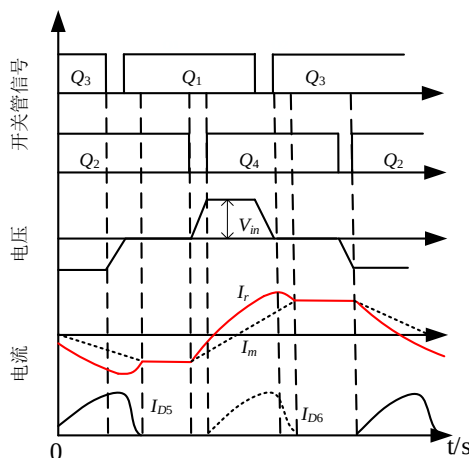


图 3-12 移相模式下工作波形

3.2.2.1 仿真模型

系统主电路图与采用 PFM 控制方式相同，采用移相控制策略时电压环模块搭建如图 3-13 所示。将实际输出电压与参考电压进行误差计算通过 PI 参数调节，并预先移动一个谐振周期，从而调节互补桥臂的移相角度，实现移相控制。

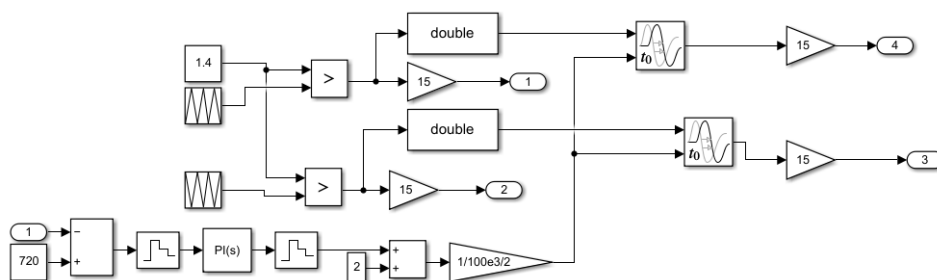


图 3-13 移相电压闭环模块

3.2.2.2 仿真结果分析

在输入电压为 500V 状态下运行仿真模型，输出电压波形如图 3-14 所示。由图可知，输出电压在 2.7ms 左右达到稳定。

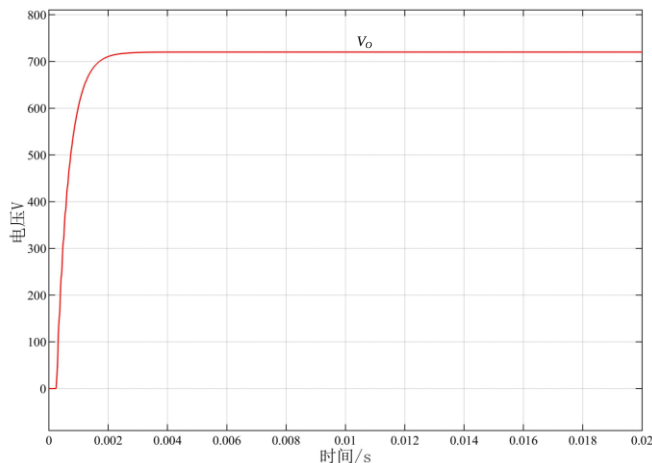
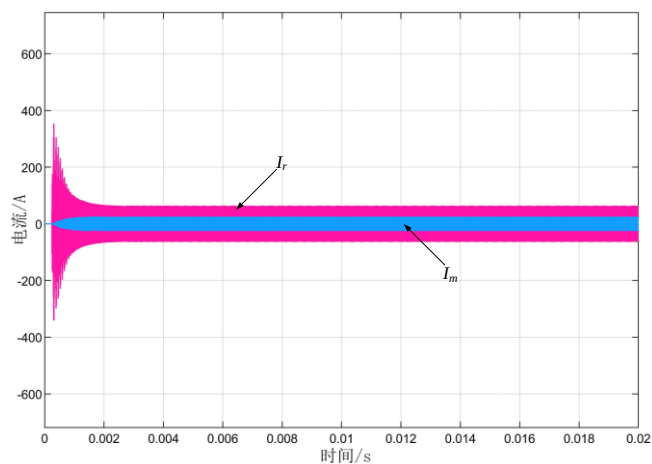
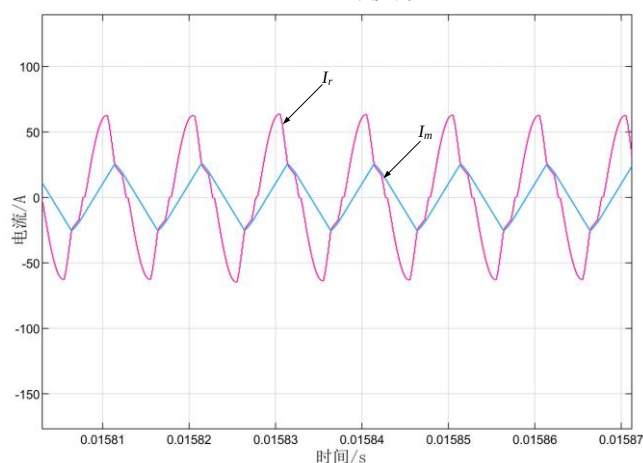


图 3-14 输出电压波形

在移相模式下，流经谐振电感电流 I_r 、励磁电感电流 I_m 的波形及其局部放大图如图 3-15 所示。



(a) I_r 、 I_m 波形



(b) I_r 、 I_m 局部放大图

图 3-15 谐振电感电流 I_r 、励磁电感电流 I_m 波形

图 3-16 为开关管端电压与其驱动信号对比波形图。图 3-17 为副边二极管电流 I_{s1} 、 I_{s2} 波形图。由图 3-16、3-17 可知，实现了原边 ZVS，副边 ZCS。

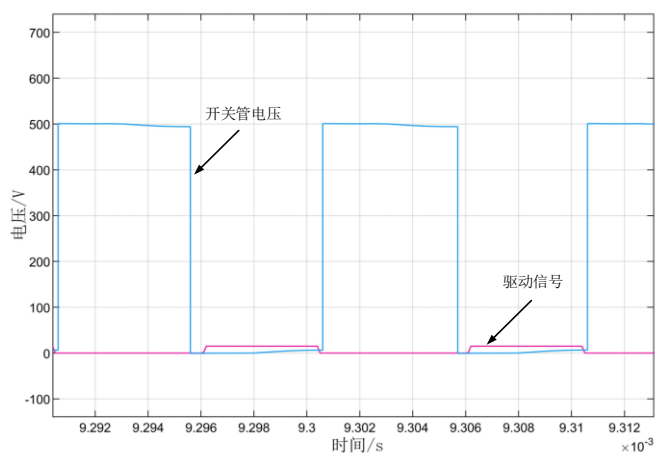
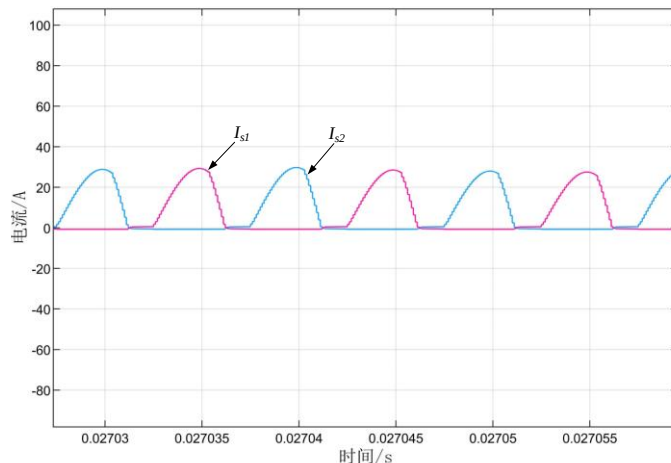


图 3-16 开关管端电压及驱动信号波形

图 3-17 整流二极管电流 I_{s1} 、 I_{s2} 波形

3.2.3 模糊 PI 混合控制

结合全桥 LLC 谐振变换器在 PFM 控制策略和 SPS 控制策略下的基本特性分析以及 LLC 谐振变换器存在建模复杂的问题^[53], 本文将模糊 PI 控制与 PFM-SPS 传统混合控制相结合, 提出了模糊 PI 混合控制策略。在输入电压较低时, 采用模糊-变频控制方式, 以提高电压增益; 当输入电压较大时, 采用模糊-移相控制方式, 以降低电压增益, 从而实现系统输出电压的稳定。

3.2.3.1 模糊 PI 混合控制器的设计

图 3-18 为模糊 PI 混合控制的 LLC 谐振变换器闭环系统结构图。该控制过程可以分为 PI 参数修正过程和工作模式切换过程。

PI 参数修正是根据谐振变换器输出电压为 V_o 与给定参考电压 V_{ref} 进行比较, 得到误差值 e 和误差变化率 ec 。将 e 和 ec 经过 K_e 、 K_{ec} 量化因子进行模糊化, 再经过模糊推理和反模糊化, 输出参数 ΔK_p 和 ΔK_i , 重新调整电压回路 PI 参数, 修正公式如式 (3-1) 所示。

$$\begin{cases} K'_p = K_{p0} + K_p \cdot \Delta K_p \\ K'_i = K_{i0} + K_i \cdot \Delta K_i \end{cases} \quad (3-1)$$

式 (3-1) 中 K'_p 和 K'_i 为模糊修正后的值, K_{p0} 和 K_{i0} 为 PI 控制的初始参数。

模式切换过程中将谐振频率设为切换频率, 当工作频率小于谐振频率时, 采用变频模式改变频率 f_s 以调节 V_o ; 当工作频率上升到谐振频率无法使 V_o 达到设定值时, 保持工作频率不变改变移相角 θ 以调节 V_o , 同一时刻只进行一种控制模式, 保证二者的相对独立。

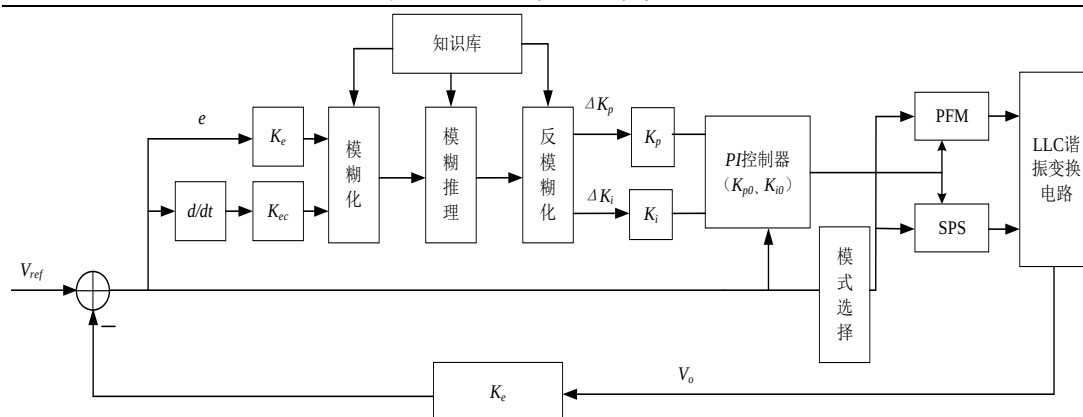
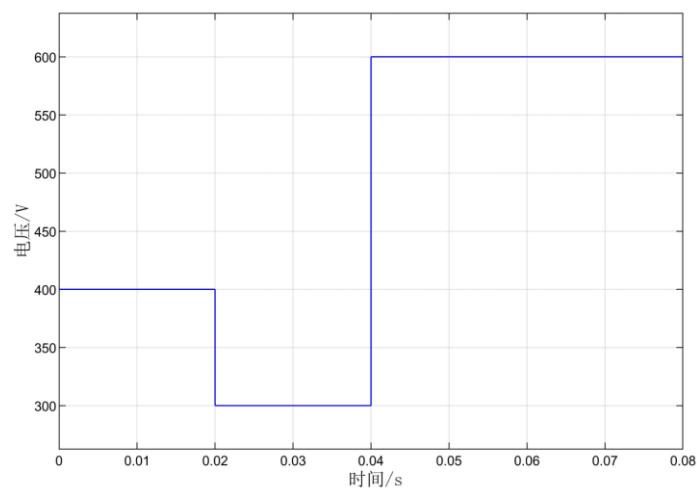


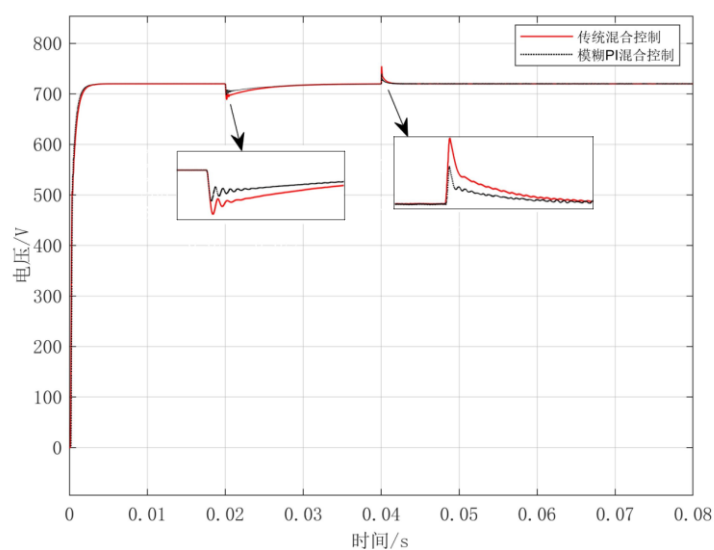
图 3-18 模糊 PI 混合控制系统框图

3.2.3.3 仿真实验与结果分析

图 3-19 (a) 为输入电压突变曲线，图 3-19 (b) 为采用传统混合控制和模糊 PI 混合控制方式时系统输出电压对比波形。



(a) 输入电压突变曲线



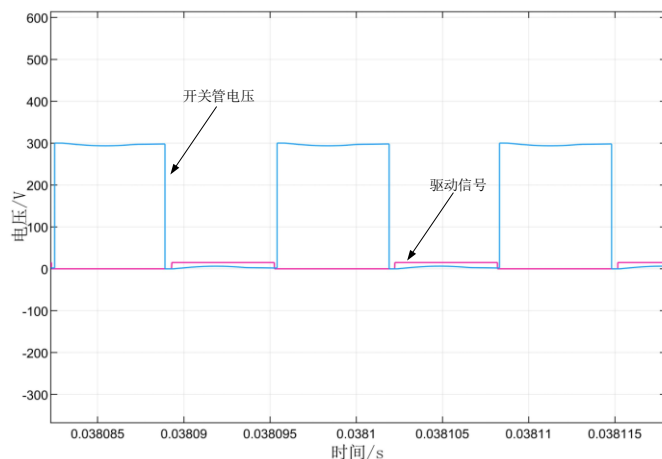
(b) 两种控制方式下输出电压对比波形

图 3-19 输入电压突变情况下输出电压对比波形

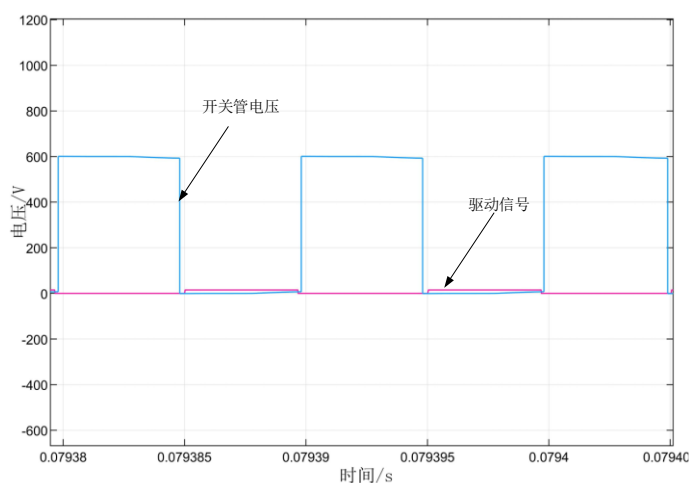
由图 3-19 (b) 可以看出，在 20ms 时间段内输入电压为 400V，此时系统工

作在谐振频率点处。在 20ms 时输入电压突变为 300V，采用模糊 PI 混合控制方式，系统电压降落更少，达到稳定状态时间更短。在 40ms 时输入电压突变为 600V，采用传统混合控制方式时系统输出电压最大值约为 754V，超调量为 4.7%，而采用模糊 PI 混合控制方式时系统输出电压最大值约为 739，超调量为 2.3%。由此可知，采用模糊 PI 混合控制方法的超调量较小，系统的动态性能更优越。

图 3-20 为输入电压突变情况下，采用传统混合控制方式中 PFM 和 SPS 模式开关管端电压及驱动信号波形。图 3-21 输入电压突变情况下，采用传统混合控制方式中 PFM 和 SPS 模式整流二极管电流 I_{s1} 、 I_{s2} 波形。模糊 PI 混合控制方式中开关管端电压及驱动信号波形和整流二极管电流 I_{s1} 、 I_{s2} 波形与传统混合控制方式下相似，故不再赘述了。

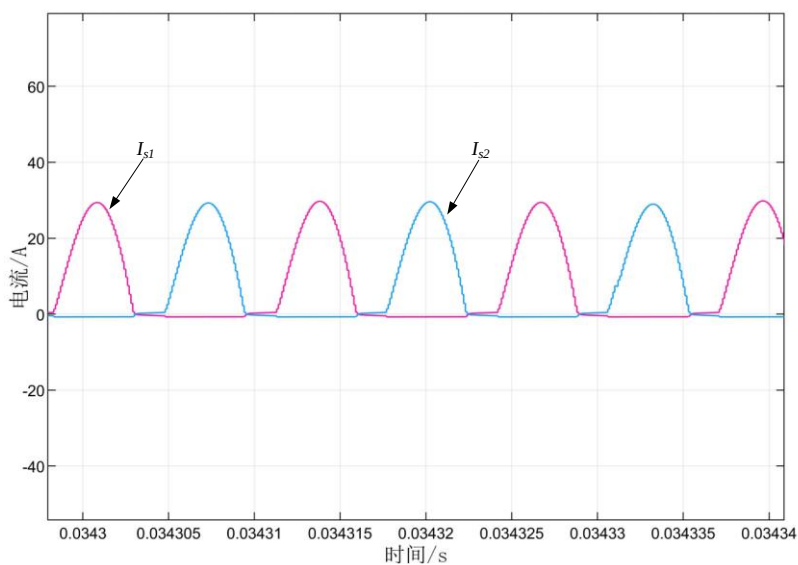


(a) 调频控制模式

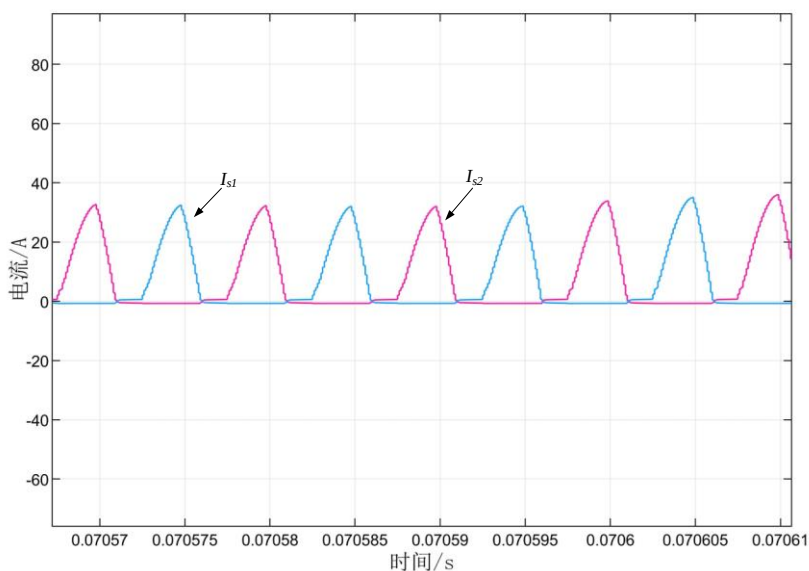


(b) 移相控制模式

图 3-20 输入电压突变情况下开关管端电压及驱动信号波形



(a) 调频控制模式

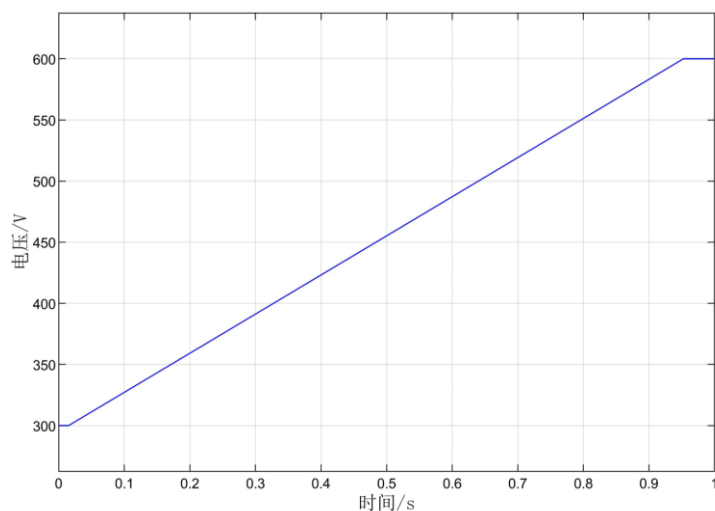


(b) 移相控制模式

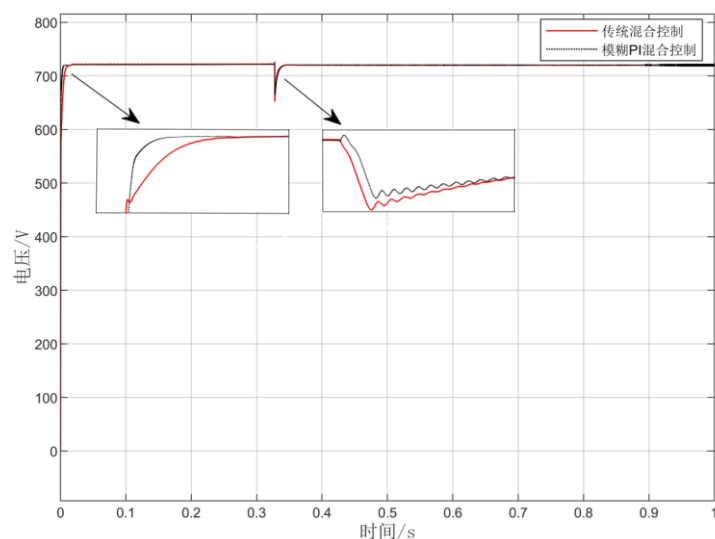
图 3-21 输入电压突变情况下整流二极管电流 I_{s1} 、 I_{s2} 波形

由图 3-20、3-21 可知，在输入电压突变的情况下，两种工作模式都可以实现原边开关管 ZVS，副边整流二极管 ZCS。

图 3-22 (a) 为输入电压从 300V 连续变化到 600V 的变化曲线，图 3-22 (b) 为采用传统混合控制和模糊 PI 混合控制方式时系统输出电压对比波形。



(a) 输入电压连续变化曲线



(b) 两种控制方式下输出电压对比波形

图 3-22 输入电压为连续变化时两种控制方式下输出电压对比波形

由图 3-22 (b) 可以看出, 在 0~4ms 时间段内, 输入电压为 300V, 此时系统处于低输入电压状态, 采用模糊 PI 混合控制时系统在 20ms 时达到稳定状态, 而采用传统混合控制时系统在 23ms 时达到稳定状态, 由此可知, 采用模糊 PI 混合控制方法响应速度更快。当达到 0.33s 时输入电压达到了 400V, 系统进行模式切换, 切换点处电压下降, 采用模糊 PI 混合控制时系统输出电压下降为 668V, 采用传统混合控制时系统输出电压下降为 652V, 因此, 采用模糊 PI 混合控制方法时系统具有更好的鲁棒性。随着输入电压上升到 600V, 输出电压仍然稳定在期望值。

在输入电压连续变化下, 开关管端电压及驱动信号波形和整流二极管电流 I_{s1} 、 I_{s2} 波形与突变状态下类似, 故不再赘述了。

3.3 本章小结

本章分析全桥谐振变换器 LC 和 LLC 的工作原理，确定 LC 全桥谐振变换器 PFM 控制方式并进行了仿真实验和分析。针对 LLC 谐振变换器在输入电压较高的情况下调节效果不理想的问题，本文设计了模糊 PI 混合控制策略，并使用 MATLAB（2022a）对传统混合控制和模糊 PI 混合控制策略进行仿真研究，验证所提模糊 PI 混合控制策略的优越性。

第4章 控制器硬件电路设计

本章主要完成控制系统硬件电路的设计，主要包括 DSP 核心板和驱动板两个模块，以实现 DSP 最小系统和输入输出信号驱动隔离，进而实现对控制系统其它电路的控制，实现系统功能。

4.1 DSP 简介

对于脉冲调制器控制系统来说，整个控制系统需要较多的输入输出接口，普通的工控 PLC 的端口较少，虽然可以外扩，但会增加成本和体积。脉冲调制器中充电电源、放电回路在进行正常工作时，负载的脉冲频率可达几千兆赫兹，会产生很强的电磁干扰，所以要求控制器要有很强的抗电磁干扰能力。

针对高压脉冲调制器控制功能的需要以及 DSP 系列芯片的特点，本文选用国产 GX-T35 DSP 为核心控制芯片^[55]。GX-T35 能够执行复杂的浮点运算，具有处理速度快、抗干扰能力强、精度和性价比高的优点。此外，还具有更丰富的 I/O 接口，能够满足控制系统输入输出引脚的需求。

4.2 DSP 控制系统的基本构成

DSP 控制系统基本构成如图 4-1 所示。

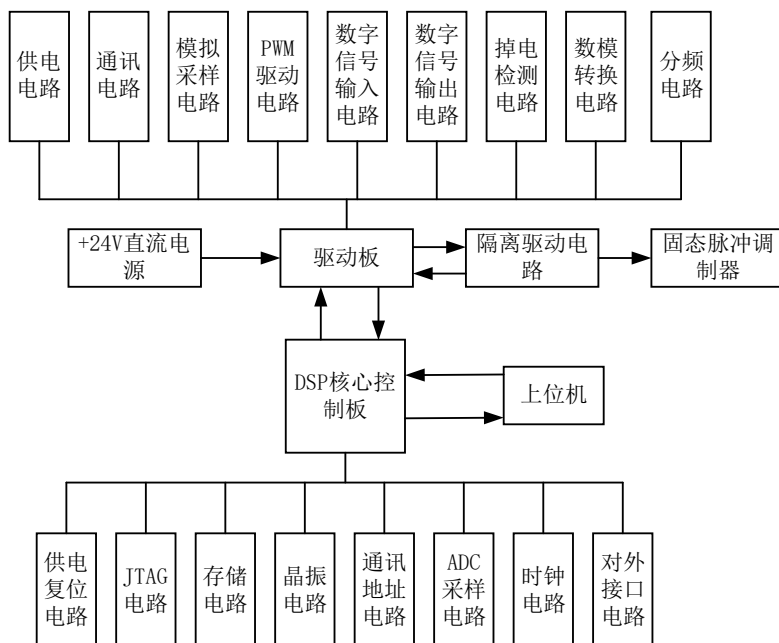


图 4-1 DSP 控制系统结构图

控制系统主要由 DSP 核心板和驱动板两个模块组成。DSP 核心板有供电复位、JATG、晶振、存储电路等 8 个子模块，使 DSP 芯片正常稳定地工作。驱动板有供电、通讯、PWM 驱动、数字信号输入、数字信号输出等 9 个子模块，完成对 DSP 核心板输入信号隔离和输出信号驱动。上位机与 DSP 进行通讯，完成状态的采集、监控和参数的设定。

4.3 DSP 核心板设计

4.3.1 供电复位电路

供电复位电路如图 4-2 所示。DSP 分为 3.3V 和 1.9V 两路电压供电，并且需要优先供应 1.9V 电压，在 DSP 故障时需要进行复位操作，本文使用 TI 公司生产的调整器 TPS767D301 芯片实现顺序上电和复位功能。

驱动板上供电电路将 24V 转换成 5V 给供电复位电路，该电路再将 5V 电压转换成 3.3V 和 1.9V 分别为 DSP 内外核供电。控制器正常工作时，5V 电压直接输入到 5、6、11、12 引脚，此时在 NPN 三级管关断状态下，10 引脚固定使能端为高电平，2OUT 不输出 3.3V 电平，但 4 引脚接低电平，两路 1OUT 有输出，再经过 R51 和 R52 产生 1.9V 电压，并经过 CMI322513X1-00K 电感构成的 LC 滤波器，产生 1.9V 的模拟电源。当 1.9V 电压产生后 V1 管导通，10 引脚下拉到低电平使能端使能，2OUT 输出 3.3V 电平，完成 DSP 顺序上电，同时也产生 3.3V 的模拟电源。

复位电路模块有上电复位、按钮复位以及低压复位三种复位方式。上电时 3.3V 对 RC 进行充电，在充电过程中， $\overline{\text{XRS}}$ 引脚一直处于低电位，即保持在复位状态；当复位按钮 S1 按下后（低电平复位），DSP_RST 此时也是低电平，DSP 进行复位；TPS767D301 芯片 28、22 引脚并联，接一个上拉电阻后连接到 DSP_RST 引脚，当 1.9V 和 3.3V 中电压低于其门限电压时，就会产生一个脉冲信号使 DSP 低压复位。

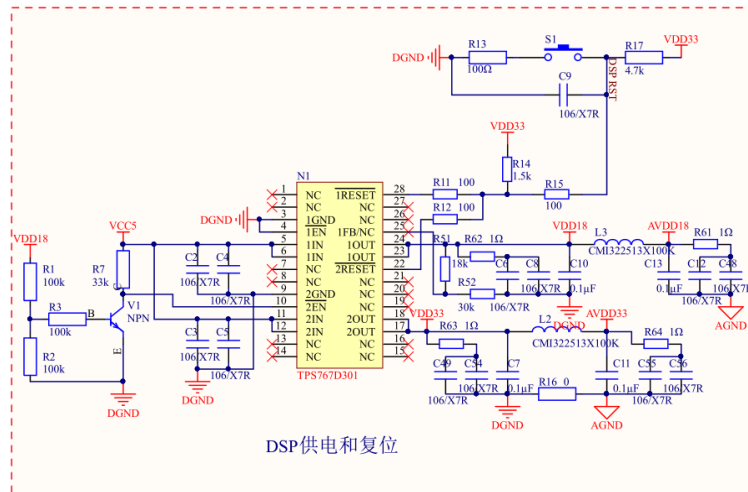


图 4-2 供电复位原理图

4.3.2 JTAG 电路

JTAG 电路图如图 4-3 所示。XP3 为 OMRON 公司生产的 IDC 连接器，用于与仿真器的连接，将 TMS、TDI、TCK、EMU、EMU 接上拉电阻， $\overline{\text{TRST}}$ 复位引脚接下拉电阻，保持稳定的高低电位与 DSP 对应端口相连。

JTAG 接口由于经常带电拔插，会不可避免地产生一些静电或浪涌电流，容易击穿 JTAG 相关引脚，甚至损害 CPU。因此，采用 6 通道低电容 ESD 保护阵列，其内部主要是 6 组钳位二极管组成，防止浪涌电流，对接口进行保护。

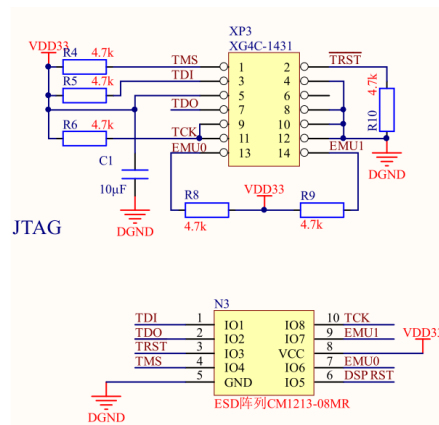
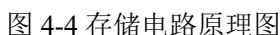


图 4-3 JTAG 原理图

4.3.3 存储电路

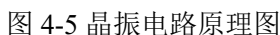
存储电路如图 4-4 所示。FM24CL64B-G 为 64K 位铁电随机存储器 (FRAM)，该芯片具有保存时间长、写入和读取速度快的优点，可以像 RAM 一样随机存储和按字节写入，也可以像 ROM 一样掉电仍然可以保存数据。引脚 A0-A2 为设备选择地址用于在 I2C 总线上选择需要通讯的设备，三个引脚上的地址值必须与从属地址中包含的相应位匹配，本文直接接地，选择地址为 00。Vss 接地，



晶振电路如图 4-5 所示。DSP 正常工作时，需要提供稳定的时钟，本文从稳定性和电路的简单性考虑，采用 30MHz 无源晶振进行 2 分频达到 15MHz，再进行 10 倍频到 150MHz，使 DSP 在 150MHz 下工作。启振电容计算公式为：

$$C_I = \frac{C_g C_d}{C_g + C_d} + C_s \quad (4-1)$$

取 $C_g=C_d$ ，代入计算可得 $C_g=C_d=24\text{pF}$ 。通过微调容值大小，可以调节晶振频率， C_g 和 C_d 变大，则晶体振荡的频率变小， C_g 和 C_d 变小，则晶体振荡频率变大，本文采用固定电容值，并且电容与地相连，可以滤去高频干扰杂波。



4.3.5 通讯地址电路

通讯地址电路如图 4-6 所示。采用 4 位拨码开关，拨码开关每一个键的上下各有两个引脚，分别与两个电阻串联后连接到电源和地两端，拨至 ON 一侧上下两个引脚接通，此时 GPIO 口为低电位 0；反之则断开，GPIO 上拉到高电位 1。这四个键是独立的，相互没有关，因此有 0000~1111 共 16 种编码地址，可以与 16 个地址设备通讯。

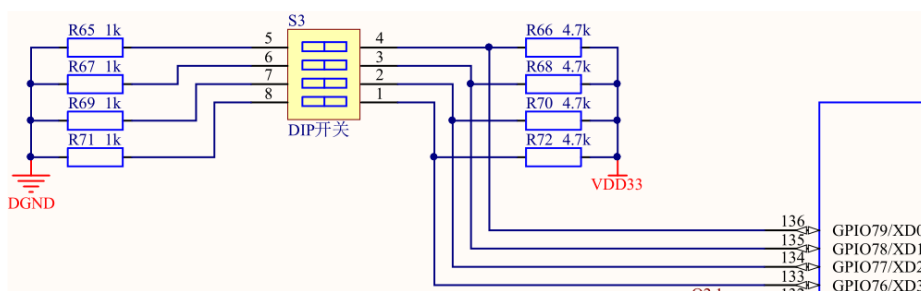


图 4-6 通讯地址电路原理图

4.3.6 ADC 采样电路

ADC 采样电路如图 4-7 所示。模拟采样电路输出的信号，经过 OPA2340UA 芯片隔离和驱动输入给 DSP 上 ADC 引脚，实现模拟信号采集。OPA2340UA 是单电源运算放大器，可以实现轨对轨和高速操作，四组运算放大器减小芯片体积。在输入端加入分压电阻和 1N5817 肖特基二极管限制输入端电压，使其始终钳位在 4V 以下；反向输入端与输出直接相连，再经过 RC 电路输入给 DSP 上 ADC 引脚。DSP 上的 ADCREFP 和 ADCREFM 引脚是 ADC 参考电压，设计时需要接陶瓷电容再接地，ADCRESEXT 引脚则需要接偏置电阻再接地。

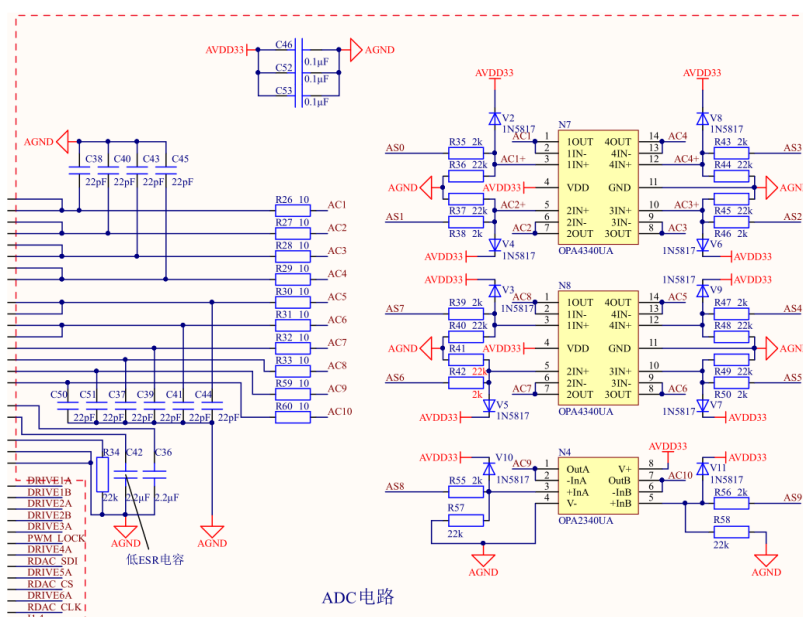


图 4-7 ADC 采样电路

[illegible]

4.3.8 对外接口电路

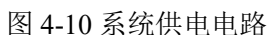
[illegible]

4.4 驱动板设计

4.4.1 供电电路

40

DC-DC 降压芯片选择 URB2405YMD-15WR3，其 15W 的功率能满足 DSP 核心板和驱动板的供电需求。在降压芯片后端选择固态电容作为滤波电容，其具有稳定性好、低 ESR、寿命长的优点，但它有较大的寄生电感，因此给它并联一个陶瓷电容，用来消除高频噪声和扩大滤波范围。线性稳压器选择 TLV1117LV33-DCYT，其 PSRR 较高，适用于电压转换后的稳压操作。设置空焊点 R157，方便后期测量。



通讯电路如图 4-11 所示。为实现控制器与上位机灵活通讯, 本系统采用 CAN 和两路 RS-485 通讯。



CAN 通讯选用芯片为 TD301MCAN，该芯片具有电源隔离和信号隔离功能以及 CAN 收发芯片于一体的特点。其核心功能是将逻辑电平转换为 CAN 总线的差分电平，实现信号隔离和转换^[56]。CANTXA 与 CANRXA 是 DSP 与 CAN 模块发送和接收的引脚。CANL 和 CANH 为外部通讯差分信号输入输出端口，在 CANL 和 CANH 中间接入 120 欧姆的电阻提高抗干扰能力，高频和低能量的信号迅速滤除。

两路 RS-485 选用芯片 TD301D485H，该芯片功能是将逻辑电平转换为 RS-485 可识别的差分电平。该芯片的 CON 引脚为收发控制脚，与 DSP 的 65 和 142 引脚相连，控制通讯的开关，其余引脚与 TD301MCAN 相似，RGND 隔离输出电源，接两个压敏电阻再接地。SCIATXD 和 SCIARXD 接 SS12 肖特基二极管用于稳压。

4.4.3 模拟采样电路

模拟采样电路如图 4-12 所示。采样模拟信号经过 OPA2197ID 构成的电压跟随器，再经过高阻抗电阻分压后，输入 AMC1311 中产生差模信号，然后经过差分放大电路，输出小于 3V 的电压信号。

前级使用电压跟随器，用于后级阻抗匹配；在隔离放大器前面使用高阻抗电阻分压器来缩小输入电压，并放置电容构成 RC 滤波器提高信号路径的信噪比性能；由两个二极管一正一反并联构成限幅电路，可将电路的输出电压限制在 -0.7V~5.7V 以内，避免大信号流入，对后续放大电路造成损坏。

AMC1311 是一款隔离式放大器，此放大器可以将输出与输入电路隔离开来，防止高电压侧的电压接入低压侧，使低压侧器件损坏。SHTDN 关闭输入，高电平激活，此引脚不用与 GND1 接地；VIN 引脚为模拟输入；VDD1 和 VDD2 分别为高压侧电源与低压侧电源，这里均接 5V 电源；OUTN 和 OUTP 为反相模拟输出和非反相模拟输出。

后级使用 OPA2197ID 另一部分构成差分放大电路，因为电路对称，差分放大电路输出表达式如式（4-2）所示。

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1) \quad (4-2)$$

式中， R_1 和 R_2 为放大电阻， V_1 和 V_2 为放大器输入的电压， V_{out} 为输出电压。

由 $R_1=R_{95}=5.1K$ ， $R_2=R_{104}=10K$ ，则计算可得放大倍数为两倍。在 R_{95} 和 R_{104}

上并联两个电容，使系统出现一个新的极点增加幅值裕度，防止出现自激振荡。

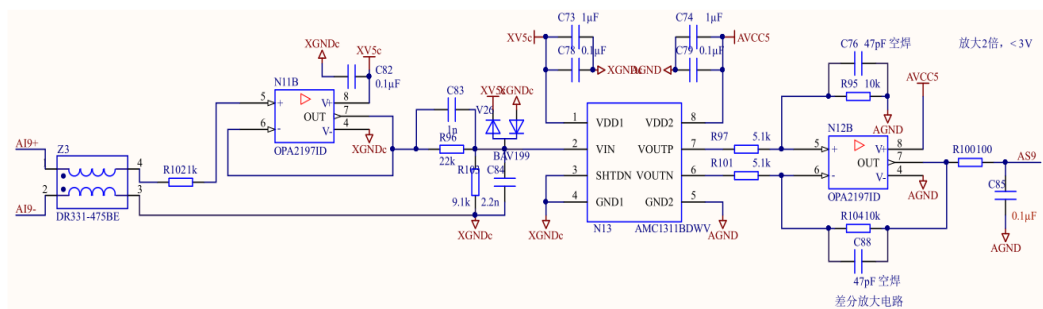


图 4-12 模拟采样电路

4.4.4 PWM 驱动电路

PWM 驱动电路如图 4-13 所示。由于 GX-T35 的 I/O 端口电压为 3.3V，驱动能力较弱，因此采用 TI 公司生产的 SN74LVC8T245DWR 电压转换芯片，实现 3.3V 到 5V 电平的转换和隔离功能。 $\overline{OE}$ 和 DIR 控制 A 与 B 两端的信号流向， $\overline{OE}$ 正常工作时接低电平，当 DIR 为低电平时，信号从 B 端发送到 A 端，反之当 DIR 为高电平时，A、B 信号流向相反，芯片处在输出功能模式。本设计选用了输出功能模式，将 VCCA 和 VCCB 分别接 3.3V 和 5V，将其电压从 3.3V 升高到 5V 再传输出去。

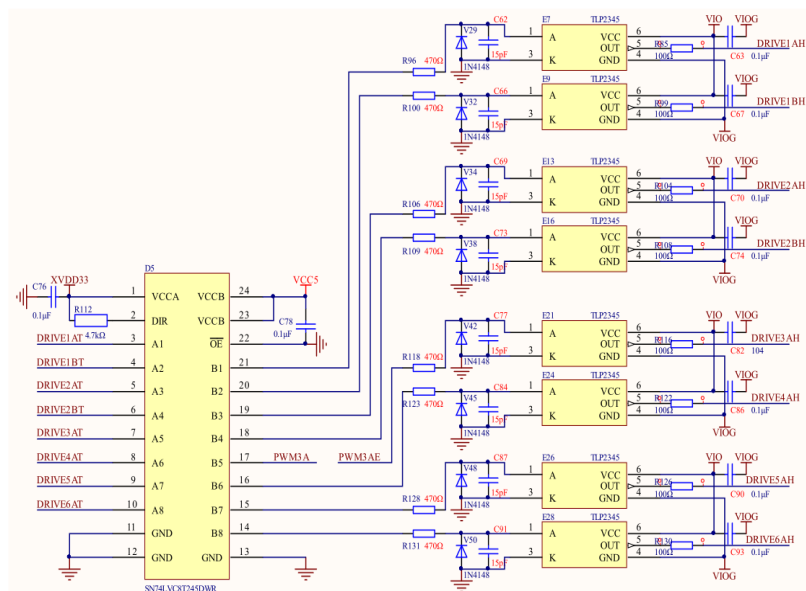
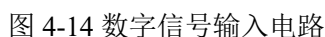


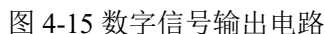
图 4-13 PWM 驱动电路

高电平为 5V 的 PWM 波再经过 TLP2345 芯片，进行隔离输出。TLP2345 为光耦隔离芯片，可以隔离电压 3.75kV，延时时间为 120ns。在 5V 输出电路上，串联 470 欧姆的限流电阻，使最大电流在 10mA 左右。反向并联的二极管用于防止输入信号接反，使反向电压限制在 1.25V 以内。此外滤波电容和串联的电

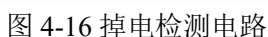
数字信号输入电路如图 4-14 所示。LTV-214-B-G 和 TLP2398 工作原理相同，但 TLP2398 的延时时间更短，更适合高速信号传输，本文主要用于 TZ、ECAP 高速传输，其余信号输入使用 LTV-214-B-G 芯片。TLP2398 与上述 TLP2345 工作原理基本相同，但内部输入端使用两个反向并联 LED，因此可以处理输入正向和反向信号，此外 TLP2398 真值表与 TLP2345 相反，当输入为高电平时，输出为低电平，当输入为低电平时，输出为高电平。芯片前级并联电阻和电容，使 1~3 引脚间的电流不超过 $\pm 10\text{mA}$ ，反向并联发光二极管用于观察信号流向状态。



数字信号输出电路如图 4-15 所示。其中 O1.0~O2.1 为 DSP 输出的数字信号，经过 MC74LCX07DG 与光耦隔离芯片相连。MC74LCX07DG 是一款高性能六角形逆变器，供电范围为 2.3~3.6V，当输入为低电平时，输出为高电平。5V 电压加载在 680Ω 排阻上，经过 TLP187 光耦隔离芯片的 1 和 2 引脚。当 TLP187 右侧开通，24V 电压加在排阻上，发光二极管导通发光，再经过 R86-R95 自恢复保险丝，输出 24V；当输出高电平，MC74LCX07DG 输出为高阻态，TLP187 输入侧发光二极管不导通，后级输出为低电平。自恢复保险丝有过流过热保护和自动恢复功能，并且上接二极管防止反向。



掉电检测电路如图 4-16 所示。本系统选用 MAX813LESA 微处理器芯片，降低了掉电检测系统中电源组件数量，提高系统的可靠性。由于复位电路已在核心板上实现并且 DSP 自带看门狗程序，故只使用 2、3、4、5 引脚。PFI 端口通过一个电阻分压电路监测直流供电电源，当 PFI 低于 1.25V 时，第 5 脚 PFO 变低，再经过 SN74LVC2T45DCTR 电平转换，接入到 DSP 的 MCU DROP 脚，DSP 程序中断进行电源故障处理，将数据保存下来。DIR 接上拉电阻到高电平，保证芯片工作在信号从 A 发送到 B 的状态。



分频电路如图 4-17 所示。由于 TMS320GX-T35 的系统时钟为 150MHz，即使经过内部的分频也很难实现秒级以上的脉冲信号，因此须采用外接电路对产

生的 EPWM 信号进行再分频。电压转换芯片 SN74LVC2T45DCTR 与上述的 SN74LVC8T245DWR 功能相同，将四组控制信号的电平提高至 5V，用于 AD8402AR50 数字电位器的控制。PWM 信号经过两个可再触发单稳态多谐振荡器进行分频，最后经栅极驱动 ICIX4427N 芯片，用于驱动 MOSFET 管。

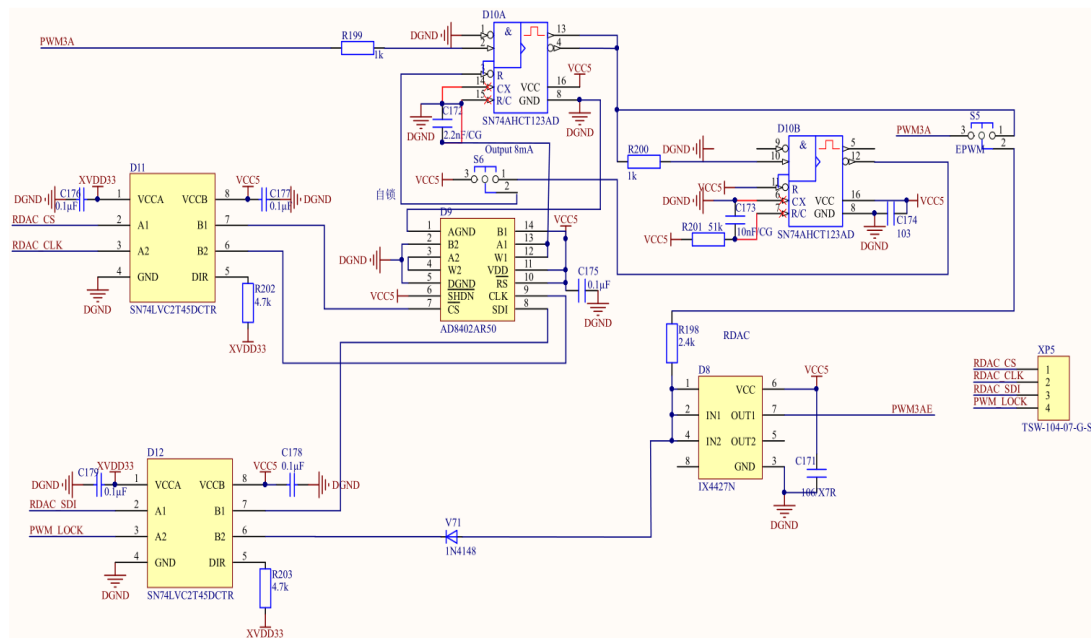


图 4-17 分频电路

4.4.9 数模转换电路

数模转换电路如图 4-18 所示。ADUM140EOBRZ 芯片为四通道数字隔离器，在 5V 电压下最大延迟为 15ns，使 DSP 输出为 3.3V 的 SCS、MOSI、SCLK 高电平信号，经过隔离器产生 5V 的信号，再经过限流电阻到 DAC8562S-DGSR 的输入端，将输入的数字量转换成模拟量。

DAC8562SDGSR 中 SCLK 为串行时钟输入，用于提供同步时钟信号；SYNC 触发控制输入低电平激活，用于控制转换；DIN 为串行数据输入端；LDAC、CLR 接上拉电阻和跳线，根据需要可使引脚为低电平或高电平来控制芯片工作方式；VOUTA、VOUTB 为模拟量输出，在分别经过 OPA2735AID 同相比拟放大器，将幅值为 5V 的模拟信号转换成 10V，再通过 DR331-475BE 共模滤波器输出差分模拟量。

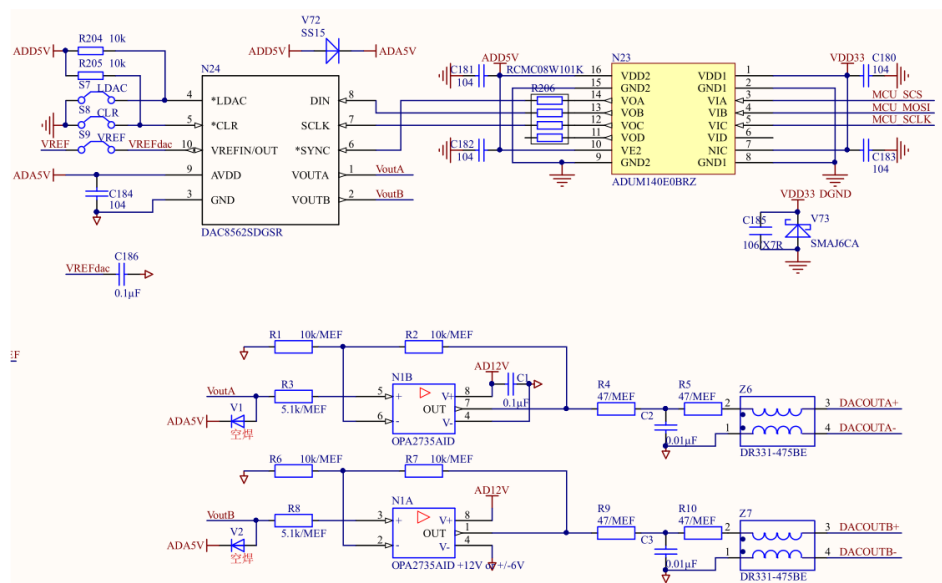


图 4-18 数模转换电路

4.4.10 DSP 控制板及驱动板 PCB 设计

DSP 核心板 PCB 如图 4-19 所示。驱动板的 PCB 如图 4-20。焊接完成后的硬件实物图如图 4-21 所示。采用 Altium Designer 2020 软件绘制 PCB 电路板，由于整个 DSP 控制板都是弱电部分，为了提高抗干扰能力，所以采用四层板进行设计，在进行四层板 PCB 设计时将第二层设计成电源供电层，第三层设计为地线层，并增加覆铜面积，抑制电磁干扰。此外，考虑到控制器成本，驱动板厚度和内外层的覆铜厚度做得较薄。

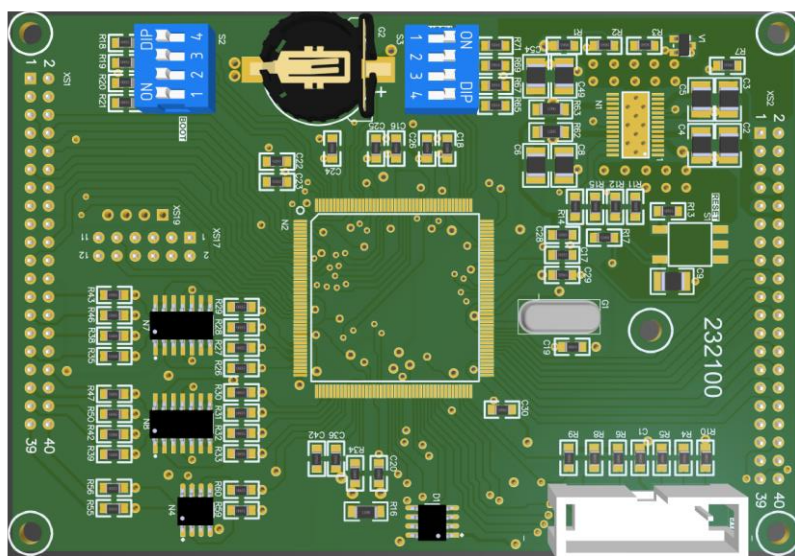


图 4-19 DSP 核心板 PCB 图

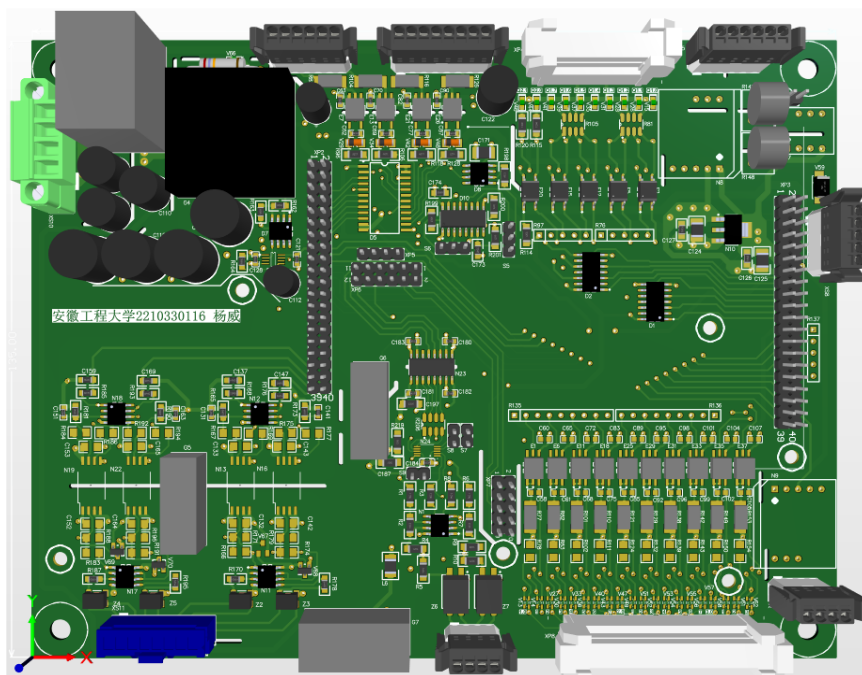


图 4-20 驱动板 PCB 图

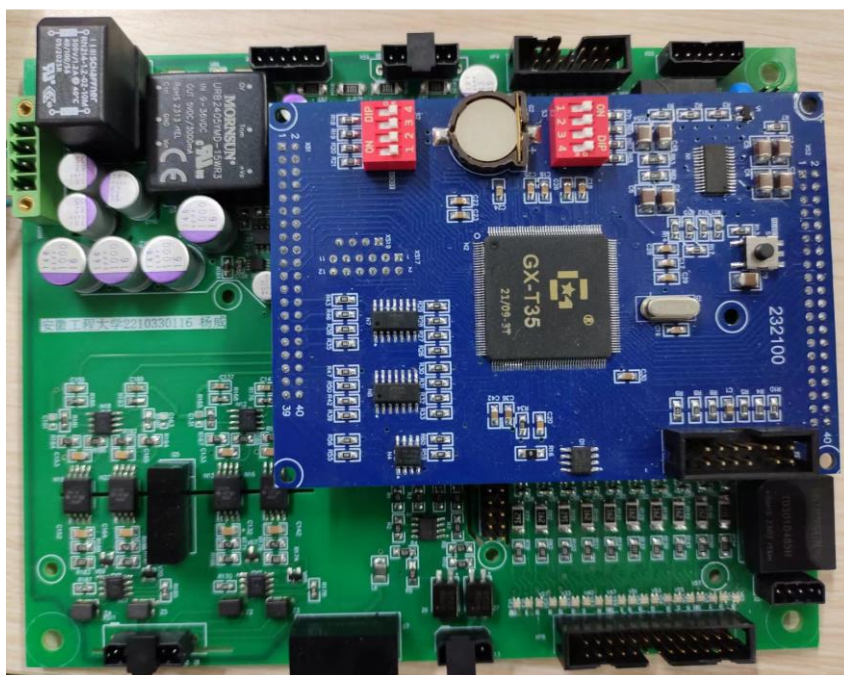


图 4-21 控制器硬件实物图

4.5 本章小结

本章主要完成控制系统硬件电路的设计，设计了 DSP 核心板和驱动板。DSP 核心板主要实现最小系统，使 DSP 稳定正常地工作。驱动板主要将产生的输出信号用于驱动其他电路模块，同时将其它模块的信号隔离转化成 DSP 可以接收的信号。两者结合使控制器具备控制高压脉冲调制器的功能。

第 5 章 控制系统软件设计

本章设计了 DSP 主控程序和上位机程序。在 CCS6.1.3 平台下，完成对 DSP 功能模块的编程和调试，实现与上位机通讯、输出 EPWM、电压和电流采样、GPIO 输入输出等功能，并将程序固化到 FLASH 中。在 Visual Studio 2010 开发环境中使用 C#完成上位机界面开发，主要用于系统工作控制和状态监测，实现人机交互。

5.1 系统软件功能

根据系统的需求，软件设计的总体框图如图 5-1 所示。

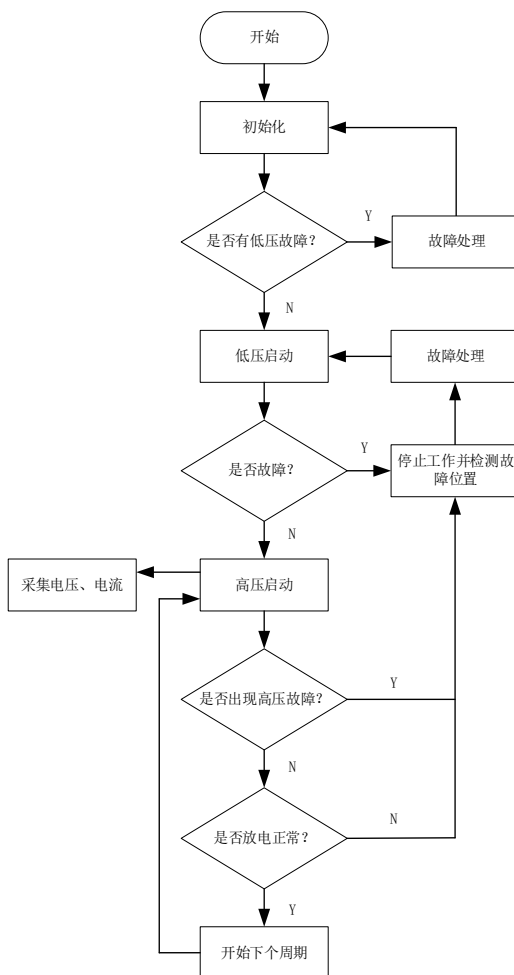


图 5-1 软件流程总图

由图 5-1 可知系统上电后，首先 DSP 控制器会检测系统各种状态，判断是否有故障如过压、欠流故障等，并与上位机进行通讯，接受上位机的操作指令

和参数设置，如果 DSP 没有检测到故障，就可以加低压；在上位机点击加低压按钮后，系统处于加低压状态，计时器开始计低压时间，同时磁灯丝预热。当磁灯丝预热完毕，DSP 控制器会自动检测系统是否存在故障，如果有故障则会将对应的故障信息传给上位机，显示具体的故障位置，以便对故障进行维修；当系统没有检测到任何故障后，上位机显示就绪状态，可以进行加高压，当进行加高压指令时，计时器开始计高压时间，同低压过程一样，控制器自动监测状态。当高压放电完成后，系统进入下一个准备周期。在整个控制过程中，控制器与上位机界面不断进行数据交换，上位机实时显示脉冲电压、电流等数据值。

5.2 通讯设计

5.2.1 Modbus 通讯协议

Modbus 是一种串行通信协议，其协议简单、准确，广泛应用于工业通信领域^[57]。Modbus 协议包括 RTU、ASCII、TCP，其中 Modbus RTU 最常用，编写简单，在 MCU 上容易实现，本系统通讯用的是 Modbus RTU 协议。

Modbus 通讯以一帧为单位传输数据，一帧信息结构如表 5-1 所示。

表 5-1 Modbus 信息帧结构图

地址码	功能码	数据区	CRC 校验码
1 字节	1 字节	0 到 252 字节	2 字节（低 8 位/高 8 位）

由表 5-1 可知，一帧信息包括地址码、功能码、数据区、错误校验码四个部分。

地址码^[58]：为一帧数据的首字节，是用来确定从机的地址，确保主从通讯是一一对应的。

功能码：一帧数据的第二个字节，用来确定该帧命令具体执行那种功能操作，并且也可以作为是否出现错误的验证。

数据区：数据区中包含从机需要执行的操作和所获取的信息，一般包括数值、寄存器地址、字节数等。

错误校验码：位于一帧数据的最后两位，用校验码来识别所收到的信息是否出错，从而提高系统的安全性。校验码有很多，本系统使用 CRC 校验码。

5.2.2 上位机通讯

根据控制器的需求以及上位机软件的可移植、直观、操作简单的要求，上

位机采用 Visual Studio 2010 软件进行设计。系统上位机窗口界面如图 5-2 所示。



图 5-2 系统上位机交互界面

根据功能，上位机界面分为五个模块，分别是：1) 状态显示界面，用于低压、高压、热毕、退磁、故障等系统工作状态的显示；2) 数据显示界面，用于脉冲电压、脉冲电流、直流电压、灯丝电流、频率等数据显示；3) 参数设置界面，用于设置直流电压、脉冲电压、灯丝预热、频率等参数设置；4) 故障显示界面，用于显示系统的不同部位的故障信息，有磁灯丝欠流故障、开关过温故障等，控件默认状态为灰色，当无故障时为绿色，故障时为红色；5) 操作指令界面，用于工作过程的控制，包括加低压、加高压、本控触发、复位等操作。

上位机窗口程序流程图如图 5-3 所示。系统开机进行系统初始化，自动设置串口号、波特率、数据位、校验位等信息，当系统初始化后，打开串口开始通讯，控制界面上会显示“成功连接！”；如果通讯不正常则会显示“无法连接！”。正常连接后可分别设置灯丝电源、充电电源和输出参数等，并且下位机将采集的输出电压、电流信号传至上位机，检测各种状态位，并在对应模块显示出来。当窗口加低压按钮按下向 DSP 发送预热信号，对磁灯丝进行预热，如果出现预热故障，则在相应位有故障显示，并停止输出。同时充电回路开始充电，并采集充电的电压数据，如果出现故障，则停止输出并故障报警。当充电结束，关闭充电开关。当窗口加高压按钮按下，调制器开始输出脉冲，并检测输出状态，若有输出故障则停止输出，并检查和排除故障后再输出。放电完成后，系统进

入下一个周期。

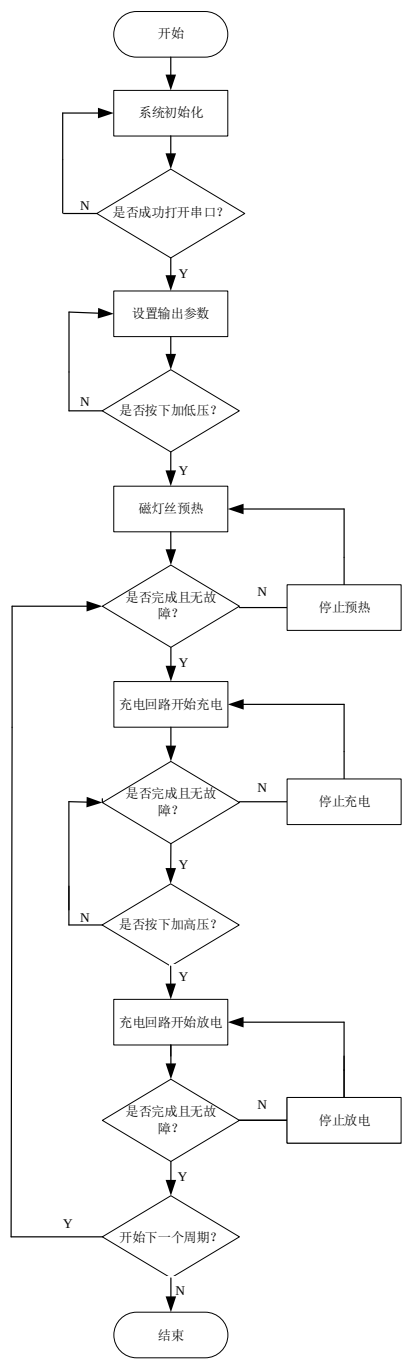


图 5-3 系统上位机主程序流程图

5.2.3 DSP SCI 串口通讯

DSP 通过 SCI 模块与上位机进行数字通讯，按照 Modbus RTU 通讯协议进行数据交换和控制操作。SCI（Serial Communication Interface）即串行通信接口，具有接收和发送两根信号线的异步串口。

SCI 的数据交换流程见图 5-4 所示。

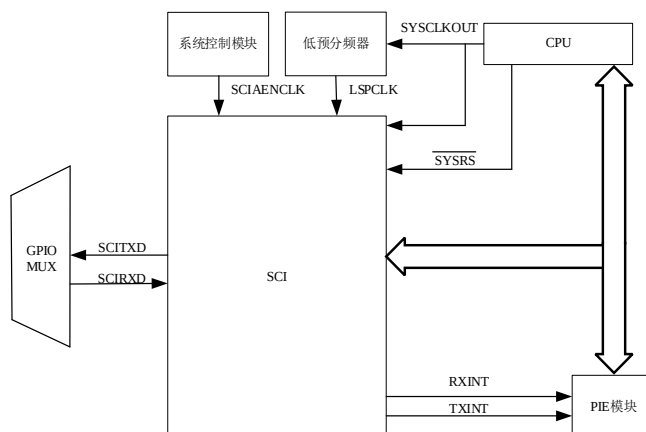


图 5-4 SCI 数据交换流程图

由图 5-4 可知，首先 SCI 模块的移位寄存器接收 SCIRXD 引脚的数据，使 SCI 的接收功能使能，移位寄存器将数据传输给接收寄存器，CPU 就能从接收寄存器读取这些数据^[59]。同理，输出数据也是如此，只是数据流向和使能寄存器不同。

根据上述 SCI 功能设置串口通讯程序，DSP SCI 接受和发送数据流程图如图 5-5 所示。

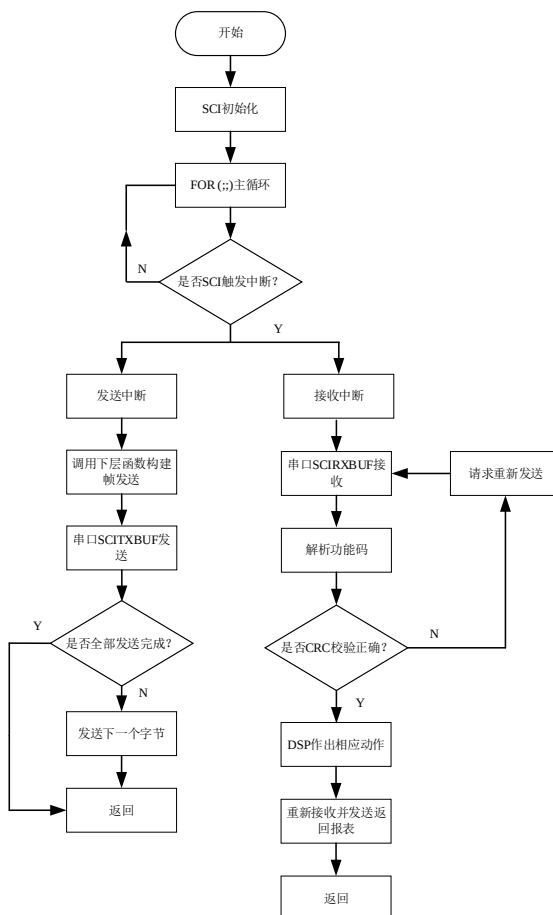


图 5-5 DSP SCI 接受和发送数据流程图

由图 5-5 可知, DSP 首先要完成 SCI 初始化, 配置好各种通讯参数, 在主循环中 SCI 触发中断, 根据不同中断调用对应函数。当发送中断时, 调用下层函数构建完整的一帧数据, 确定此时的串口状态, 将由 SCITXBUF 发送给上位机, 再判断是否发送完成, 若没有发送完成则继续发送, 发送完成则返回主程序执行主程序; 当接收中断且只有在串口接收一个完整的一帧数据时, 程序才对上位机发送过来的命令进行处理, 否则继续接收, 接收完成后开始解析功能码, 比较地址位和校验位是否相同, 如果不同则从站请求重新发送, 相同则 DSP 将数据保存在相应的存储空间, 执行相应的操作, 并返回报表^[60]。

5.3 控制器软件设计

控制器软件主要包括主程序和子程序, 主程序的任务是完成系统各个部分初始化, 子程序则主要完成数据采样、处理、数据的生成与更新等功能^[61]。当控制器上电开始工作时, 首先屏蔽 CPU 级中断, 接着完成时钟设定、看门狗设置、GPIO 配置、A/D 转换配置、EPWM 初始化和串口设置的初始化工作, 然后定义中断向量并打开总中断, 在 for 语句中执行主循环, 等待中断和执行中断程序。主程序流程图如图 5-6 所示。

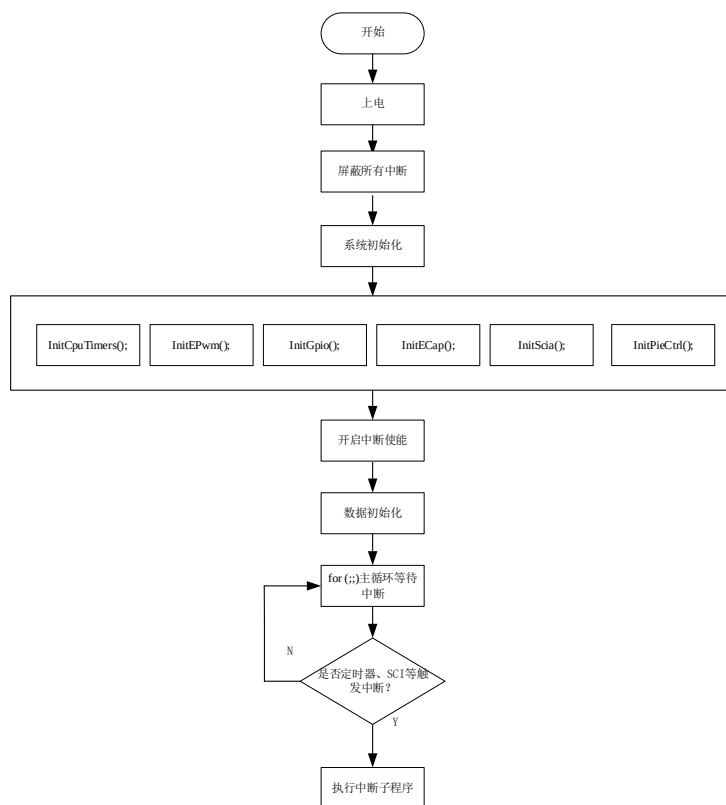


图 5-6 主程序流程图

5.3.1 电源软启动软件设计

电源软启动包括电压软启动和电流软启动，电压软启动流程图如图 5-7 所示。系统开机初始化后，进行电压参数的设置，程序检测高压标志位是否真，为真则进行软启动^[62]操作。在软启动过程中，逐步增加或减少电压基准值以逐渐接近设定值。通过计数器 SSCOUNT 控制软启动速度，确保逐渐增加或减少基准值变化的平滑性。当计数器达到设定值时，表示一个软启动周期完成，将基准值更新到系统中，并输出 PWM 基准波。同理，电流软启动流程也是如此。

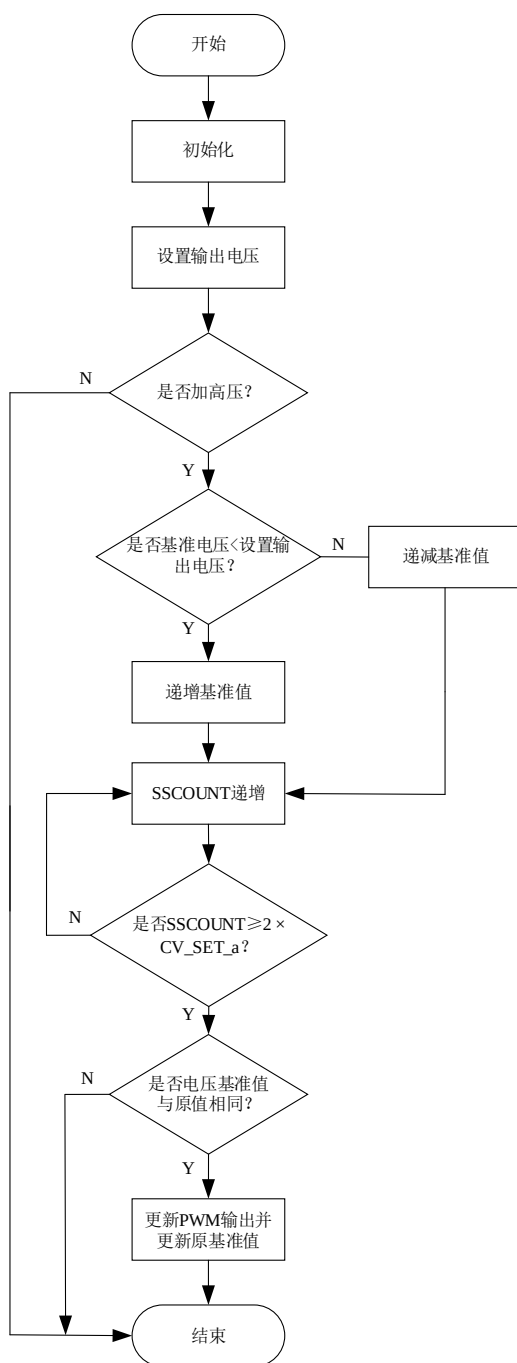


图 5-7 电压软启动流程图

5.3.2 充电电源的软件设计

充电电源主程序流程图如图 5-8 所示。系统开机初始化后，设置初始参数，标志位清零，然后通过直流电源板对输出电压采样，检查输入电压是否在充电电源允许的范围。若输入电压过高则上位机指示灯亮，程序进入过压保护。输入电压符合设定要求后软启动输出 PWM 波形，再把 PWM 信号通过频压转换电路，变成电平信号做充电电压标准值，最后用 PI 变频控制使充电电源稳定输出。

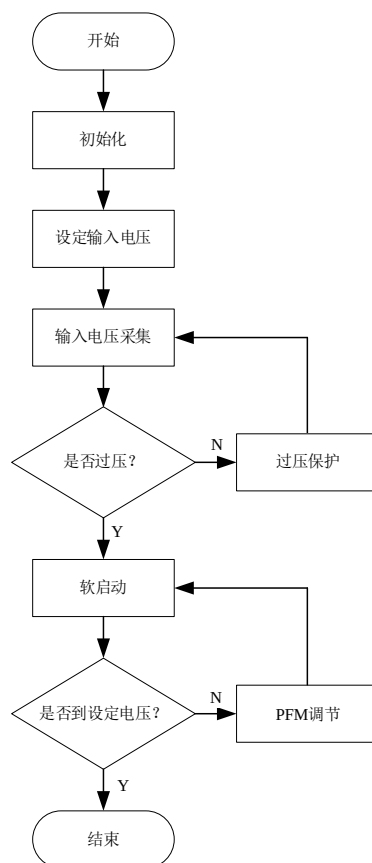


图 5-8 充电电源流程图

5.3.3 磁灯丝预热和退灯丝软件设计

磁控管灯丝在不同温度下电阻变化很大，因此在脉冲形成前，要对灯丝预热。磁灯丝预热流程图如图 5-9 所示。当点击加低压按钮后磁灯电源开始给灯丝提供电流，此过程使用的是分档预热方式，每个档位的预热时间通过上位机界面设定，为避免输出过冲采用软启动，减缓灯丝电流的上升速度。加低压按钮按下后，低压计时器开始计时，当计时时间到设定值时，系统预热完毕，此过程中控制器不断地对输出的电压、电流进行检测，若出现过压、过流情况则停止输出，并在检查和排除故障后再输出。

磁灯丝退磁流程图如图 5-10 所示。在放电的状态下，随着脉冲频率的增加，

磁控管上管平均电流会增大，将会减少磁控管使用寿命。根据磁控管这一特性以及预热故障和停止的信号，需要将管平均电流降低，即进行磁灯丝退磁。退磁过程，采用软启动方式，根据需要可以分三档退磁。磁退三档可以将磁灯丝电流降到5A左右，磁退二档可以降到3A左右，磁退一档可以将磁灯丝退为0，即停止磁灯丝电源供电。

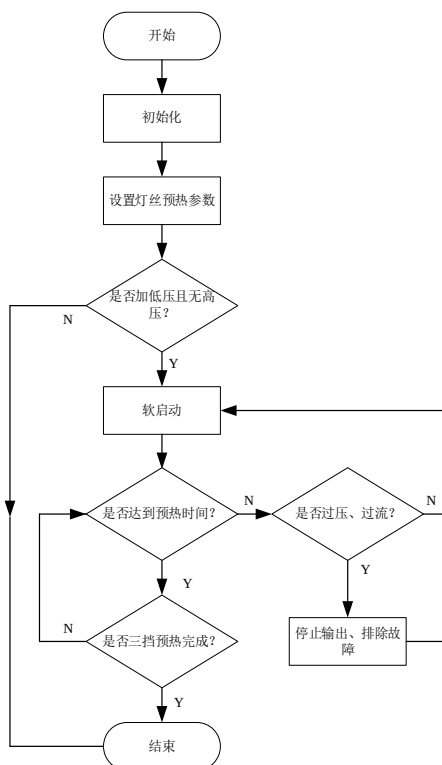


图 5-9 磁灯丝预热流程图

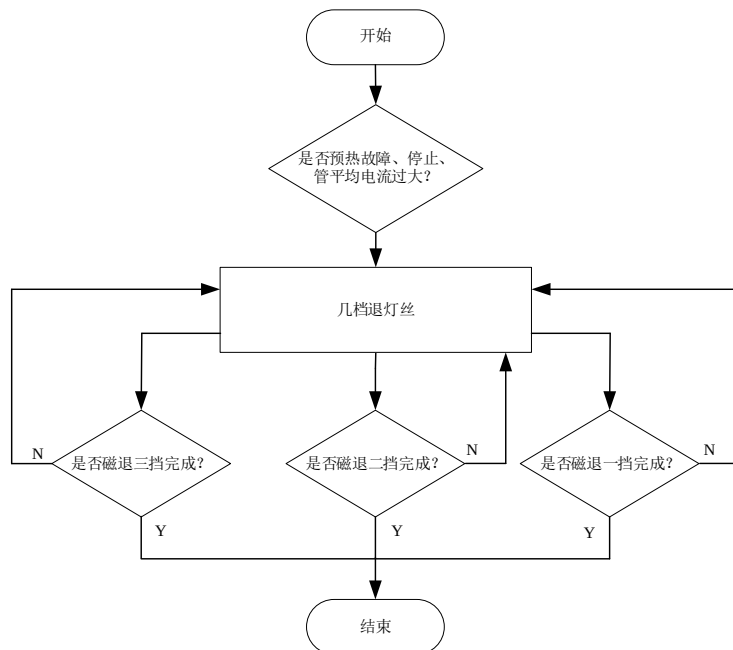


图 5-10 磁灯丝退磁流程图

5.3.4 高压放电软件设计

高压放电程序流程图如图 5-11 所示。系统开机初始化后，设置初始状态位、标志位清零、关闭固态开关管、检测加低压结果和是否有故障等，若有故障则排除故障完成充电。充电过程完成后，触发放电固态开关组开通，输出所设置的功率脉冲，同时检测放电过程是否有故障，若有故障则立刻停止输出，检查并排除故障后，再正常输出功率脉冲。

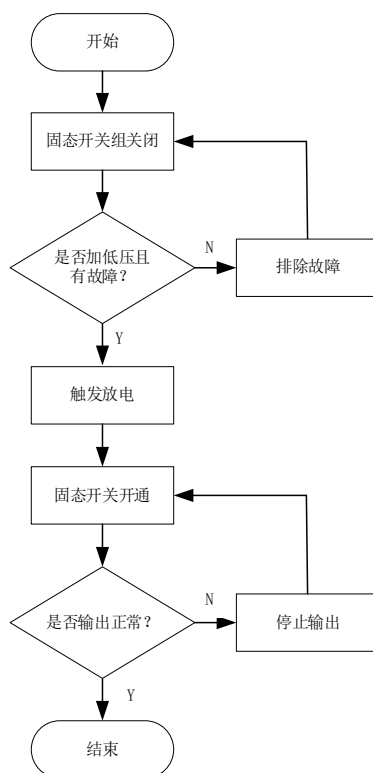


图 5-11 电压软启动流程图

5.4 本章小结

本章主要介绍了充电过程、放电过程、磁灯丝预热、退灯丝、上位机界面的软件流程，完成了控制系统软件设计。

第 6 章 系统功能测试

根据前文内容的分析和设计，本章首先用测试仪器和软件对 DSP 控制器的输入输出、采样等功能进行测试，验证所设计的控制器是否正常运行。DSP 控制器可以正常工作后，在一定的测试环境下，将 DSP 控制器接入整机中，实现对调制器系统的控制。由于实验条件限制，本章测试充电电源的谐振电路为 LC 谐振电路。

6.1 DSP 控制器测试

6.1.1 供电模块测试

电源正常供电是整个控制器实现功能的前提，本系统使用两路 24V 供电，并将其中一路转换成 1.9V、3.3V、5V，另一路转换成 12V，用示波器测量控制器各电压如图 6-1 所示。

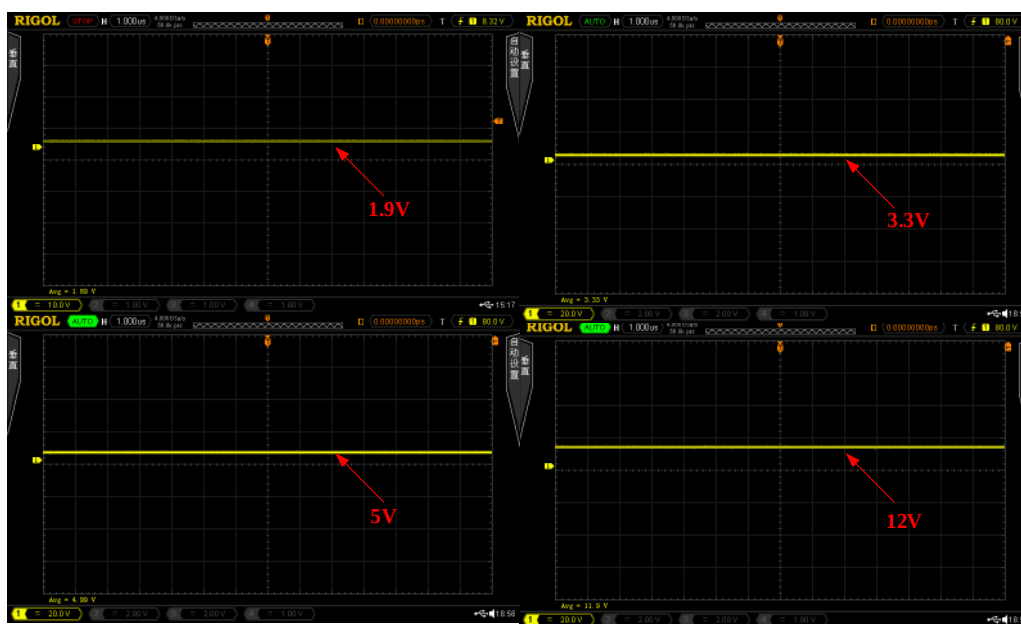


图 6-1 不同电压测量值

由图 6-1 可知，输出电压为 1.89V、3.33V、4.99V、11.9V，误差在 0.5%-0.9% 之间，在没有干扰信号的情况下，能满足实验要求。

6.1.2 EPWM 和 ECAP 模块测试

控制器测试板如图 6-2 所示，包含开关电源、控制器、仿真器、PC 端。将 EPWM 驱动电路中 DRIVE1AH 引脚与数字信号输入电路中的 IN1.2 相连，在 CCS 软件中使用 EPWM 模块生成频率为 25kHz，占空比为 0.5 的 EPWM 波，并

用 ECAP 模块进行计数，计数结果在 CCS 中显示（用 CCS 中 Expressions 显示），显示结果如图 6-3 所示。

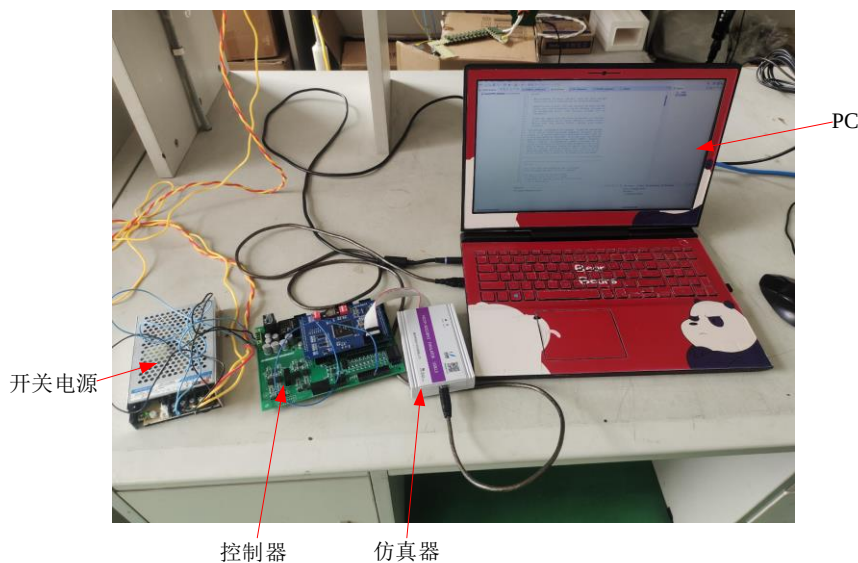


图 6-2 控制器测试板

Expression	Type	Value	Address
(0)- T1	unsigned long	6000	0x0000C02E@Data
(0)- T2	unsigned long	3000	0x0000C01C@Data
(0)- t1	unsigned long	10585394	0x0000C028@Data
(0)- t2	unsigned long	10672394	0x0000C026@Data
(0)- t3	unsigned long	10759394	0x0000C02C@Data
(0)- t4	unsigned long	10822394	0x0000C02A@Data
(0)- freq	unsigned long	25000	0x0000C01A@Data
(0)- duty	float	50.0	0x0000C024@Data
(0)- ECAP1PassCount	unsigned long	7	0x0000C01E@Data
Add new expression			

图 6-3 ECAP 计数结果显示

由图 6-3 可知，t3 与 t1 表示相邻两个下降沿的时间，T1 为 t3 与 t1 的差值，即周期计数值为 6000。t2 表示上升沿的时间，T2 为 t2 与 t1 差值即开通时间，计数值为 3000。T2 为 T1 的一半，满足设计的占空比。freq、duty 为 T1、T2 经过计算得出的具体频率和占空比的值，符合设置的参数，EPWM 和 ECAP 模块测试正常。

6.1.3 ADC 模块测试

ADC 采样测试使用直流稳压电源作为测试源。首先在 CCS 软件中编写测试程序，然后使用直流稳压电源输出 1.82V 的直流电压，接到 DSP 核心板上的 ADC 采样端口。图 6-4 为 ADC 模块采样数据，图 6-5 为输入直流电压信号。

Expression	Type	Value	Address
(0)- adc	float	1.81640625	0x0000C032@Data
Add new expression			

图 6-4 ADC 模块采样数据

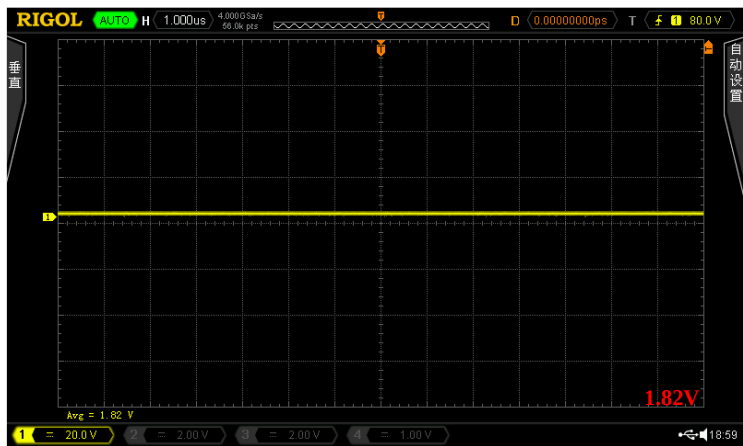


图 6-5 输入直流电压信号

由图 6-4、6-5 可知 ADC 模块采集误差较小，误差约为 0.2%，满足实验要求。

6.2 整机实验平台搭建

在进行整机测试实验之前，确定整机所处的测试环境^[63]，如表 6-1 所示。

表 6-1 测试环境

序号	天气指标	指标范围
1	温度	15℃~35℃
2	相对湿度	25%~75%
3	气压	86k Pa~106k Pa
4	紫外线	2~4 级
5	空气质量指数（AQI）	50-100

所需测试仪器和要求如表 6-2 所示。

表 6-2 测试工具

序号	名称	技术要求	型号	数量	备注
1	示波器	双踪	TEKTRONIX1012	1	配两个探头
2	万用表		VICTORVC9806+	1	
3	电容分压器	耐压大于 60kV	VD-60	1	
4	耐压测试仪		YD2673A	1	准确度不大于 3%
5	摇表	1000V	ZC-7	1	
6	接地电阻测试仪		BY2571		准确度不大于 5%
7	信号发生器	40MHz	DG4102	1	正弦/方波

整机实验平台搭建如图 6-6 所示。



图 6-6 测试现场图

图 6-6 左边为整机，其中包括配电分机、充电电源分机、开关分机、磁控管分机等；中间为控制器分机，主要包含 DSP 的控制器和其它控制电路；右侧为 PC 端，用于运行窗口上位机与控制分机进行交互，通过控制分机实现对整机的控制。

6.3 耐压测试

绝缘电阻测试图如图 6-7 所示。

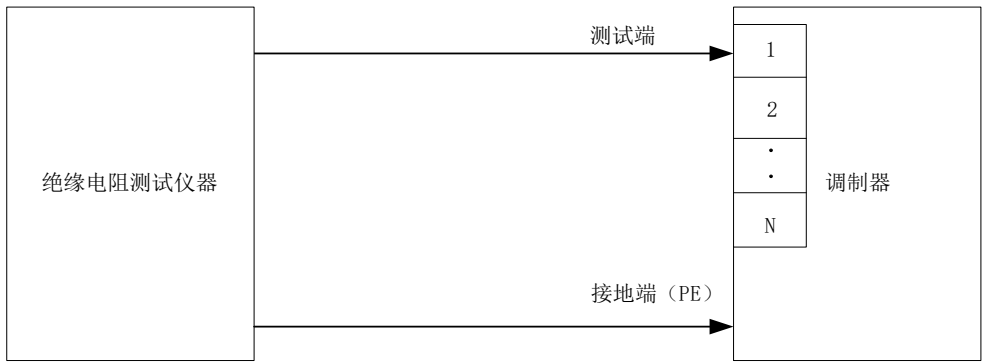


图 6-7 绝缘电阻测试系统框图

由于固态脉冲调制器产生的脉冲最大峰值可达 52kV，为了避免高压击穿，在整机调试前需要进行耐压测试。首先将电阻测试仪的一端接至调制器 PE 端，另一端接至调制器 1 端口进行测试，接着换至 2 端，依次换到 N 端读取电阻值，判断是否满足实验要求。

6.4 充电电源测试

6.4.1 充电电源分机

充电电源分机如图 6-8 所示，其主要包含全桥整流电路、滤波电路、LC 谐

振变换器，实现交流 380V 到直流 720V 的电压变换。



图 6-8 充电电源分机图

6.4.2 充电测试

上位机加低压界面如图 6-9 所示。首先上位机设置好脉冲电压、直流电压、磁灯丝电流、重复频率等参数，当系统状态指示灯正常，点击加低压按钮，控制器发出控制信号，直流充电电源产生 720V 左右直流电，并且磁灯丝开始预热。



图 6-9 上位机加低压界面

由图 6-9 可知，状态显示界面的灰色按钮表示未进行的状态，绿色表示正常进行状态；故障显示为绿色表示未出现故障；操作按钮显示绿色（默认时显示

红色), 表示正在进行的操作。

LC 变换器谐振腔电流波形如图 6-10 所示。由图可知, LC 谐振变换器工作在断续状态下, 驱动管电压为 15V 左右, 对应桥臂互补并有一定的死区时间, 谐振电流在开关管导通前为零, 关断前降为零, 可实现开关管的 ZCS 开关, 满足设计的要求。

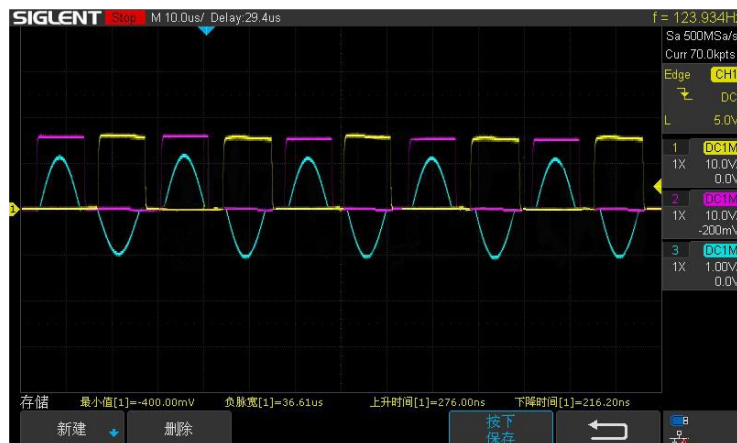


图 6-10 谐振电流波形

6.5 高压放电测试

6.5.1 固态开关分机

固态开关分机如图 6-11 所示, 其主要由触发时序板、触发供电板、单元触发板、二极管转接板、IGBT 开关组等构成放电回路, 实现高压脉冲的输出。

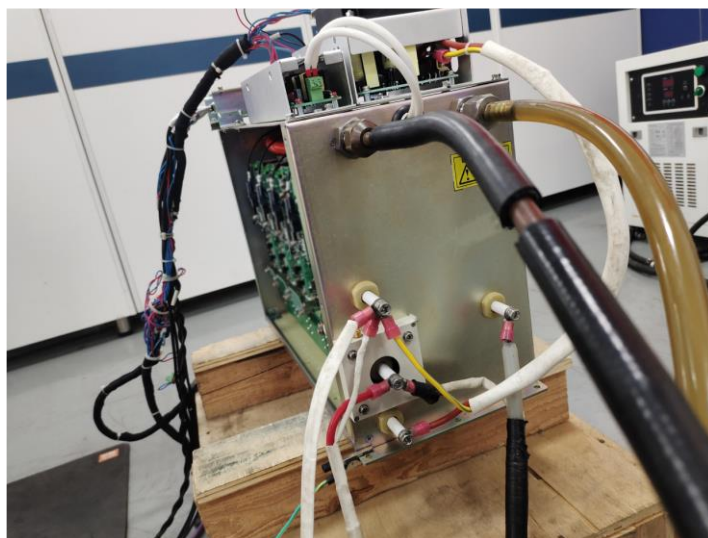


图 6-11 固态开关分机

6.5.2 放电测试

上位机界面显示低压就绪以及灯丝达到预定的电压电流参数后, 整机系统达到可进行高压放电的状态。点击加高压按钮, 控制器给出“高压启动”信号,

整机处于高压脉冲输出状态，通过取样器连接到示波器，显示负载上的脉冲电压、电流信号。高压输出波形如图 6-12 所示。

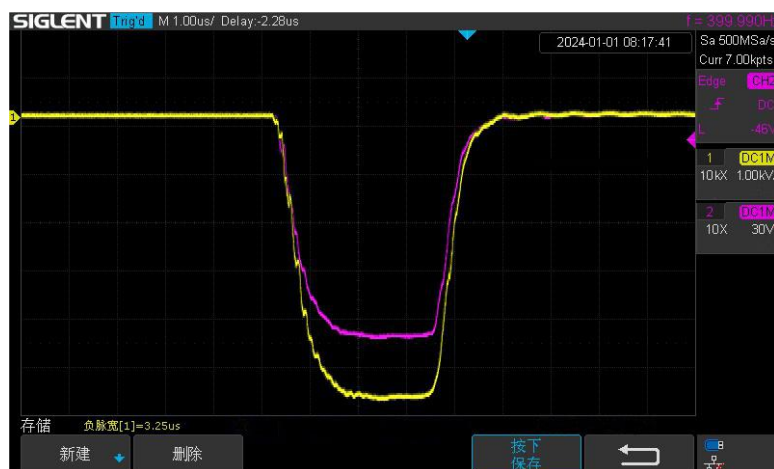


图 6-12 高压输出波形图

图 6-12 中黄色线是采集到的脉冲电压，红色线是脉冲电流。由图 6-12 可知，实际输出脉冲电压约为 52kV，脉冲电流约为 115A，在假负载状态下脉冲电流略小，但峰值功率基本达到设计的要求，脉冲的平顶宽度为 3 μ s 左右，考虑整个整机的损耗，满足设计要求。

6.6 本章小结

本章主要对 DSP 控制器和脉冲调制器进行测试。首先对 DSP 控制器的各主要功能模块进行了测试，测试结果显示 DSP 控制器可以正常运行，随后进行脉冲调制器的外部耐压测试，以确定各绝缘处耐压值是否符合要求。DSP 控制器和耐压值正常后，将 DSP 控制器与脉冲调制器结合进行调试，通过相关波形及工作状态观察，验证控制器和系统的功能。实验结果显示输出脉冲达到设定指标且设备能安全稳定地运行。

第 7 章 总结与展望

7.1 总结

本文主要对以 DSP 为控制系统的固态脉冲调制器进行了研究，为了满足市场对固态脉冲调制器高精度、高功率、小型化的要求，进行了控制方案和电源变换电路的改进，主要完成的工作如下：

(1) 针对市场需求，本文设计了一种输出平均功率为 8kW 的固态脉冲调制器。根据系统的技术参数，对不同调制方式的工作原理、工作特性进行对比分析，进而确定脉冲调制器系统总体结构和设计方案。

(2) 针对调制器充电过程中，LC 全桥谐振变换器存在输入电压范围窄、功率密度和转换效率低的问题，采用 LLC 全桥谐振变换器作为逆变转换单元，并设计了一种模糊 PI 混合控制策略，以拓宽输入电压范围和实现全过程的软开关，减少能量损耗，提高动态性能。

(3) 详细进行控制器的设计，设计过程中考虑控制器的移植性和通用性，设计了 DSP 核心板和驱动板，核心板主要实现 DSP 最小系统，使其稳定正常工作。驱动板主要将 DSP 核心板产生的输出信号驱动其它电路模块，同时将其它模块传入的信号隔离转化成 DSP 可以接收的信号。

软件方面主要进行了充电过程、放电过程和磁灯丝预热、退灯丝、上位机界面的程序设计，完成了控制系统软件设计。

(4) 对所设计的 DSP 控制器各主要功能模块和脉冲调制器的外部耐压进行测试。DSP 控制器和耐压值正常后，将 DSP 控制器与脉冲调制器相结合进行测试，通过相关波形及工作状态观察，验证控制器和系统的功能。实验结果显示，输出脉冲达到设定指标且设备能安全稳定地运行。

7.2 展望

本文虽然实现了以 DSP 为控制器的固态脉冲调制器控制系统的设计，但仍存在以下不足：

(1) 在硬件方面，由于实验条件欠缺和时间的限制，充电电源部分仍然使

用的是 LC 全桥谐振变换器，调制方式为 PFM 调制，并未使用 LLC 全桥谐振变换器和模糊 PI 混合控制策略，目前只停留在理论研究和仿真阶段。

(2) 固态脉冲调制器系统涉及到开关电源、脉冲功率、过程控制等多方面的技术，论文中只设计了主要的部分，部分器件的原理和选型并未进行分析和改进。

(3) 在设计过程中，并未考虑调制器散热、钛泵电源、断电自检等模块的设计。在测试过程中发现调制器长时间工作时，存在温度过高的情况，未设计散热系统进行温度散热。

下一步将在现有方案设计基础上，对系统不足之处进行完善和优化：

(1) 使用 LLC 全桥谐振变换器和模糊 PI 混合控制策略取代 LC 全桥谐振变换器和 PFM 控制策略，完成对充电电源的改进，降低系统的损耗，提高充电的精度。继续从系统可靠性、使用寿命、脉冲稳定性等方面对系统进行改进，进一步提高输出参数性能。

(2) 继续开展脉冲调制技术的研究，对于远程控制、局域网通讯进行完善，进一步提高通讯过程中的安全，进一步完善数据交换的实时性、准确性。

(3) 进一步完善控制器驱动板的设计，使其能直接作用于开关管，并提高隔离效能。设计散热模块和钛泵电源供电模块，以防止调制器工作温度过高和主电路突然掉电无法供电的情况。此外对于关键元件进行选型分析，找出替代方案，降低调制器成本，提高调制器性价比。

参考文献

- [1] 韩静,高迎慧.级联型高压重频微秒脉冲电源的研制[J].高电压技术,2019,45(11):3762-3768.
- [2] 邱锐.电除尘器高压脉冲电源控制系统设计要点分析[J].中国新技术新产品,2023,(24):61-63.
- [3] 房志寒.基于 Marx 结构高压脉冲电源的研制及应用[D].哈尔滨理工大学,2022.
- [4] 胡伟.磁控管刚性脉冲电源系统的设计[D].南华大学,2021.
- [5] 饶俊峰,李成建,李孜,等.全固态高重频高压脉冲电源[J].强激光与粒子束,2019,31(03):40-44.
- [6] 李运海,郭翔,杨荣,等.50MW 速调管用分数比脉冲调制器[J].强激光与粒子束,2021,33(5):151-157.
- [7] 梁泽毅,李睿莹,陈息坤.LLC 谐振变换型高压脉冲电源技术研究[J].河南工程学院学报,2021,29(04):10-14+19.
- [8] 刘亚光.谐振双向 DC/DC 变换器的控制研究[D].浙江大学,2018.
- [9] 罗辉栋.基于 DSP 的电动机控制系统[J].世界有色金属,2023,(20):14-16.
- [10] 刘铁.基于 CAN 总线实现 DSP 程序的在线升级[J].纺织机械,2010,(05):8-11.
- [11] 张雄伟.DSP 芯片原理与应用[M].北京:机械工业出版社,2005.
- [12] 郭俊宇.基于 DSP 的抗工频干扰海缆敷设平台研究[D].大连交通大学,2023.
- [13] 周昱.基于 DSP 的微波光子信号监测系统的研究[D].吉林大学,2023.
- [14] 黄连生,兰涛,何诗英,等.紧凑环注入系统高压脉冲电源设计[J].核聚变与等离子体物理,2021,41(03):270-273.
- [15] Chen R, Qian B, Yang J, et al. A durable microsecond solid-state pulsed power system [J]. Review of Scientific Instruments,2021,92(5):054-707.
- [16] 游利兵,程超,方晓东.全固态高压脉冲电源在半导体光刻光源中的应用[J].强激光与粒子束,2019,31(04):114-122.
- [17] 徐远灿.冷阴极闸流管同步应用研究[D].西南交通大学,2010.
- [18] 章林文,夏连胜,谌怡,等.介质壁加速器关键技术[J].高电压技术,2015,41(06):1769-1775.
- [19] 姬宪法,张沐群.一种大功率脉冲调制器的设计方法与应用[J].仪表技术,2022,(05):9-12.
- [20] 姜松,吴彤,李孜,等.MHz 高压脉冲电源设计[J].强激光与粒子束,2019,31(09):96-100.
- [21] Takaki K, Takahashi K, Hamanaka D, et al. Function of plasma and electrostatics for keeping quality of agricultural produce in post-harvest stage[J]. Japanese Journal of Applied Physics,2021,60(1):010-501.
- [22] 李菊.全桥 LLC 谐振变换器的混合式控制策略[D].南京航空航天大学,2011.
- [23] 朱双蕊.CLLC 谐振变换器果蝇优化模糊 PI 控制策略研究[D].辽宁工程技术大学,2022.
- [24] 孙孝峰,仇江峰,栗晓华,等.一种具有宽输入电压范围的集成 Buck-Boost LLC 级联变换器[J].中国电机工程学报,2016,36(6):1667-1673.

- [25] Kim C E, Baek J I, Lee J B. High efficiency single stage LLC resonant converter for wide input voltage range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7832-7840.
- [26] Shakib S, Mekhilef S. A frequency adaptive phase shift modulation control based LLC series resonant converter for wide input voltage applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11): 8360-8370.
- [27] Li H, Zou Y, Jiang X, et al. A Time Domain Stability Analysis Method for LLC Resonant Converter Based on Floquet Theory [J]. Microelectronics Reliability, 2020, 11(4): 541-20.
- [28] 晋建厂. 基于简化线性模型的 LLC 谐振变换器双环控制策略[J]. 船电技术, 2020, 40(1): 18-23.
- [29] 潘海燕, 贺超, 蒋友明, 等. 高效的 LLC 谐振变换器变模式控制策略[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(1): 71-78.
- [30] 潘健, 刘松林, 宋豪杰, 等. LLC 谐振变换器变模式变频混合控制策略[J]. 湖北工业大学学报, 2021, 36(05): 32-36.
- [31] MA H, Lip Q, WANG Y. Discrete Pulse Frequency Modulation Control with Sliding Mode Implementation on LLC Resonant DC/DC Converter Via Input Output Linearization [J]. IET Power Electronics, 2014, 7(5): 1033-43.
- [32] Wei Yu qi, Luo Quan Ming, Wang Zhi Qing, et al. Wide voltage gain range application for full bridge LLC resonant converter with narrow switching frequency range[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(15): 3283-3293.
- [33] Reghu T, Mandloi V, Shrivastava P. Development of a 33 kV, 20 A long pulse converter modulator for high average power klystron[J]. Review of Scientific Instruments, 2014, 85(5): 055-102.
- [34] 李凯, 胡文斌, 刘宇芳, 等. 纳秒级高压脉冲电源的研究[J]. 电力电子技术, 2021, 55(03): 71-73.
- [35] 吴海林. 30kW 固态调制器的设计与控制[D]. 电子科技大学, 2014.
- [36] 刘宏霖. 基于 IGBT 的大功率固态脉冲调制器研究[D]. 电子科技大学, 2019.
- [37] 王卓, 李震梅, 李海涛, 等. 双极性频率可调高压脉冲电源的建模与仿真[J]. 食品与机械, 2021, 37(01): 118-123.
- [38] 余金阳. 行波管功放用大功率高压脉冲电源[D]. 南京航空航天大学, 2023.
- [39] 刘恒. 高通量电化学测试系统研制[D]. 电子科技大学, 2017.
- [40] Vidal Idiarte E, Marcos Pastor A, Giral R, et al. Direct digital design of a sliding mode based control a PWM synchronous buck converter[J]. IET Power Electronics, 2017, 10(13): 1714-1720.
- [41] 刘春喜, 朱双蕊, 崔正. 果蝇优化模糊 PI 控制 CLLC 谐振变换器[J]. 制造业自动化, 2022, 44(05): 108-110+153.
- [42] 路静, 刘平. 基于串联谐振的高频逆变电源设计[J]. 电子设计工程, 2013, (16): 26-27.
- [43] 宋超. 适用于宽输入电压的 LLC 谐振变换器研究[D]. 哈尔滨理工大学, 2021.
- [44] Kai Z, Yang L, Xiaogang W. Research on Wide Input Voltage LLC Resonant Converter and Compound Control Strategy[J]. Electronic, 2022, 11(20): 3379-3379.
- [45] Wenzhe C, Kangli L, Jianfeng Z, et al. Dynamic improvement for phase shift

- LLC resonant converter based on disturbance observer[J].Energy Reports,2023,9(11):1018-1025.
- [46] 尚雷.先进同步辐射光源特种电源概述[J].强激光与粒子束,2019,31(4):12-17.
- [47] 明先霞.4Mev 固态小型化调制器的设计与控制软件实现[D].电子科技大学,2014.
- [48] Shakib S, Mekhilef S. A frequency adaptive phase shift modulation control based LLC series resonant converter for wide input voltage applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2017,32(11):8360-8370.
- [49] 梁泽毅,李睿莹,陈息坤.LLC 谐振变换型高压脉冲电源技术研究[J].河南工程学院学报,2021,29(04):10-14+19.
- [50] 陈良洲,李浩,刘晓军.基于 LC 谐振的非侵入式眼压监测系统[J].华中科技大学学报(自然科学版),2024,52(05):1-7.
- [51] 罗松.基于移相补偿的两相交错并联 LLC 均流技术[J].中国新技术新产品,2023(18):87-89.
- [52] 李小双,田钦元,王正仕.基于变频与副边移相控制的双向 LLC 谐振变换器[J].电工技术,2021,(21):83-86+96.
- [53] 张曹超.基于改进自抗扰控制的 LLC 谐振变换器控制策略研究[D].辽宁工程技术大学,2023.
- [54] 魏杰杰.基于模糊 PI 的永磁同步电机弱磁控制策略[J].电工技术,2023(16):11-15.
- [55] Zhang J, Wang H, Dang F, et al. Preliminary experimental research of a Ka band radial transit time oscillator[J].Review of Scientific Instruments,2020,91(10):104-701.
- [56] 王智峰.基于 DSP 的矿用馈电开关保护系统的设计[D].西安科技大学,2018.
- [57] 吕国华,程广河,房立镇.基于 ARM7 微处理器的 Modbus 通信的实现[J].信息技术与信息化,2010,(05):45-47.
- [58] 朱晶,齐向东.基于 OPC Modbus 以及 Modbus TCP/IP 的 IFIX 与 PLC 的通信[J].电子器件,2013,36(2):260-264.
- [59] 窦亚楠,孟庆垚,丁琪.基于 Wireshark 浅析 Modbus 协议及安全性[J].网络安全技术与应用,2021,(06):4-6.
- [60] 刘战坤,曾水平.基于 DSP28335 与 Tee Chart 控件的数据采集与显示系统[J].中国科技信息,2013,(11):113-114.
- [61] 唐雪.概率整形相干光通信系统接收端 DSP 关键技术研究[D].聊城大学,2023.
- [62] 战箫笛.激光雷达图像重构技术研究及多核 DSP 实现[D].西安工业大学,2024.
- [63] 谢亚楠.静止无功发生器及其监控系统研究与设计[D].辽宁科技大学,2020.

攻读硕士学位期间的研究成果

- [1] Yang, W., Zhang, C., Luo, S., Zhou, C., Yu, R., & Lui, X. (2023). LLC resonant control strategy based on fuzzy PI hybrid control. Proceedings 2023 38th Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation, YAC 2023,1351-1356.

致谢

攻读硕士学位期间，安徽工程大学为我的学术科研工作提供了丰富的资源和设施，芜湖麦可威电磁科技有限公司为我的科研项目提供了必要的支持。认真负责的导师们和刻苦学习的同学们，让我学会了学术科研的方法、积极向上的态度、克服难关的勇气，对于以后的学习和生活有着及其重要的影响。

首先，我要感谢我的导师张春教授。三年前，我非常有幸能够成为张春老师的学生，跟在老师后面学习。在这三年间，张春老师严谨的科研态度、丰富的专业知识以及认真负责的工作态度一直激励着我不断向前。其次，感谢我的两位校外导师，余锐和刘新明老师，在企业实习中给予我学术上的指导。

论文撰写过程中，感谢张春老师，对于论文中内容和语法的不足之处给予了细心指导，指导了正确的方法与思路，感谢师兄汪祥林、童泽君、吴爽、高鹏程，感谢同学周聪、戴前程、李浩宇在论文格式的修改意见，以及师弟李涛、欧阳昌乐、夏祥子、胡添诚、吴文泰、聂猛、赵子萌，师妹栾惟聪，他们的友谊和支持让我的学术生涯更加丰富多彩，我将永远珍视这份珍贵的友谊。

最后特别感谢我的父母在学习生活上给予我的支持，感谢你们辛勤的付出，为我提供了学习和家庭条件，我才能安心的完成学业。

我要向所有支持和帮助过我的人们致以最诚挚的谢意。正是因为你们的支持和鼓励，我才能够顺利完成我的硕士学业。再次感谢你们！

尚德敏学 唯实惟新

